

Mitteilung aus dem Telefunken-Fernsehlabor Hannover

W. BRUCH

Neue Anwendungen von Germaniumdioden im Fernsehempfänger als Schalter, Begrenzer und Störinverter*

1. Die Diode als Schalter

Bei modernen Fernsehempfängern tritt häufig die Aufgabe auf, Umschaltungen im hochfrequenten, videofrequenten oder zwischenfrequenten Teil vorzunehmen. Die Umschaltung mit mechanischen Schaltern, wie zum Beispiel bei Rundfunkgeräten durchweg üblich, ist hier nicht immer zweckmäßig, wenn eine sinnvolle Anordnung der schaltenden Kontakte vorgenommen werden soll. Besonders die oft gestellte Forderung, diese Umschaltung mittels Drucktasten an der Vorderseite des Fernsehempfängers, also weit entfernt von den meist hinten liegenden Verstärkern, vorzunehmen und der Wunsch, gewisse Umschaltungen auch in die Fernbedienung zu verlegen, haben dazu geführt, nach Schaltern zu suchen, die den eigentlichen Schaltvorgang ferngesteuert ausführen.

Für viele solcher Umschaltungen lassen sich an Stelle von Kontakten, die mechanisch verbunden oder getrennt werden, Halbleiter oder Röhrendioden beziehungsweise Glimmlampen als Schalter verwenden; sie werden mittels Gleichspannungen geöffnet oder geschlossen und stellen so die gewünschten Verbindungen her. Germanium- und Siliziumdioden sind besonders geeignet, weil sie im gesperrten Zustand kleinere Kapazitäten als mechanische Schalter haben. Die Gleichspannungs-Steuereleitungen, über die sie geöffnet oder geschlossen werden, können hochfrequent verdrosselt an jeder beliebigen Stelle des Gerätes an Schalter geführt werden, ohne daß über die Schalter und Schaltleitungen Ausstrahlungen erfolgen. Gerade bei Fernsehempfängern ist das sehr wichtig, da beispielsweise im ZF-Teil angeordnete strahlende Schalter zu unangenehmen Pfeifstellen führen können, die Fernempfang unmöglich machen oder zumindest die Bildqualität beim Fernempfang herabsetzen.

Nachfolgend seien einige Beispiele für solche Diodenschalter gezeigt. Um das Prinzip herauszustellen, wurden verhältnismäßig einfache Umschaltungen ausgesucht. Eine Übertragung dieser Schaltprinzipien auf andere Gebiete der Nachrichtentechnik ist möglich.

1.1 Veränderung der Resonanzfrequenz von frequenzbestimmenden Kreisen

Die Umschaltung eines Parallel-Resonanzkreises, dessen Resonanzfrequenz durch Zuschalten einer Parallelinduktivität erhöht oder durch Zuschalten einer Parallelkapazität erniedrigt wird, ist in

*) Ergänzte Fassung eines Vortrages, gehalten auf der fünften Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft in Berlin 1957

DK 621.397.62:621.315.592:621.3.06

Mehrnormen-Empfängern erforderlich (umschaltbare Fallen, umschaltbare Ton-ZF usw.). Das Beispiel im Bild 1 zeigt am einfachsten die Umschaltung mittels Dioden. Die Schalter im linken Schaltbild sind im rechten durch Schaltdioden ersetzt worden. R_1 und R_2 dienen zusammen mit weiteren (nicht eingezeichneten) Widerständen zur Entkopplung des Gleich- und Wechselstromkreises der Schaltung.

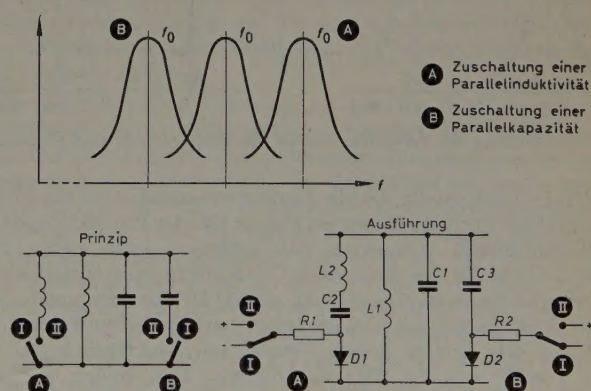


Bild 1. Umschaltung der Resonanzfrequenz eines Schwingkreises

Legt man an die Diode D_1 eine positive Gleichspannung, so wird die Diode leitend und legt entsprechend ihrem Innenwiderstand R_i und dem kapazitiven Widerstand des Kondensators C_2 die frequenzerhöhende Induktivität L_2 parallel zum Resonanzkreis L_1, C_1 . Ist $1/\omega C_2 \ll R_i$ und $R_i \ll \omega L$, so kommt die aus der Parallelschaltung von L_1 und L_2 resultierende Gesamt-Induktivität zur Wirkung. Je nach gewünschter Frequenzverstimmung und zulässiger zusätzlicher Dämpfung müssen C_2 und die entsprechende Diode gewählt werden. Der Kondensator C_2 ist nur zur Trennung der Diodengleichspannung von den übrigen Schaltelementen des Resonanzkreises notwendig.

Eine negative Spannung sperrt die Diode D_1 . Ihr Innenwiderstand ist dann sehr groß und die Induktivität L_2 damit abgeschaltet. Je größer der Sperrwiderstand der Diode gegenüber dem induktiven Widerstand ωL_2 ist, um so vollkommener ist die Abschaltung, wenn

man den Widerstand $R\ 1$ genügend groß gegen den Sperrwiderstand macht.

Zur einwandfreien Zu- und Abschaltung ist es notwendig, daß die an der Schaltodiode stehenden Wechselfspannungsspitzen kleiner als die angelegte Gleichspannung sind, so daß die Diode auch nicht zeitweise durch diese Spitzen unerwünscht geöffnet oder geschlossen werden kann. Bei unvollkommenem Öffnen oder Schließen können sich Fehler in der geforderten Änderung der Resonanzfrequenz des Kreises sowie zusätzliche Bedämpfungen ergeben.

Analog läßt sich durch Parallelschalten der Kapazität $C\ 3$ mit Hilfe der Diode $D\ 2$ eine Verschiebung der Resonanzfrequenz des Kreises nach niedrigeren Frequenzen vornehmen. Diese Schaltung erfordert die geringsten Schaltmittel.

Anwendung fand diese Methode in einem *Telefunken*-Empfänger mit umschaltbarer Ton-ZF für wahlweisen Empfang von *OIR*- und *CCIR*-Sendungen. Da der Frequenzabstand zwischen Bild- und Tonträger bei diesen beiden Sendenormen, ebenso wie auch bei der *CCIR*- und *USA*-Norm, um 1 MHz verschieden ist, muß sowohl die Bandmittenfrequenz des Radiodetektors als auch die der Ton-ZF-Kreise umgeschaltet werden. Im Bild 2 ist die Umschaltung mit Hilfe von Dioden für jeweils zwei Normen — entweder *CCIR*-Norm (5,5 MHz) auf *OIR*-Norm (6,5 MHz) oder *USA*-Norm (4,5 MHz) auf *CCIR*-Norm

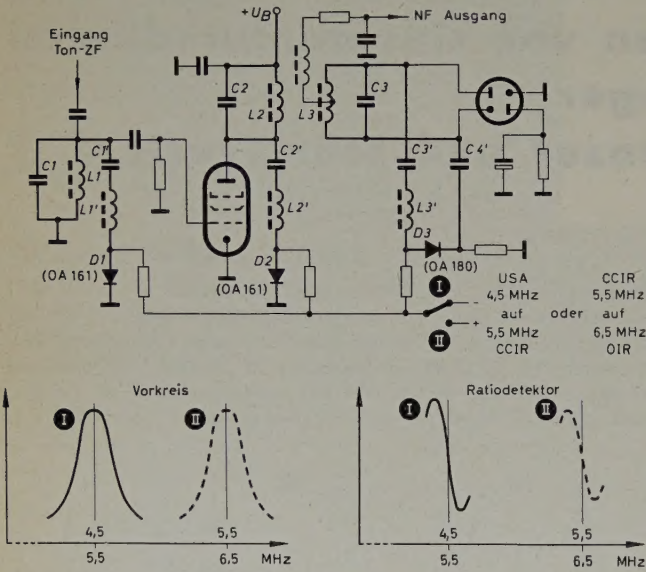


Bild 2. Umschaltung des Vorkreises und des Radiodetektors auf zwei Frequenzen

(5,5 MHz) — dargestellt. Da die Geräte serienmäßig für die *CCIR*-Norm gefertigt wurden und nur ein kleiner Teil der Produktion für die Norm-Umschaltung vorgesehen war, schien es zweckmäßig, zum normalen Gerät für Empfang nach *CCIR*-Norm zusätzliche Schaltmittel für die Frequenzverschiebung mittels Dioden zuzuschalten. Es mußten daher Induktivitäten (in einem nachrüstbaren Spulentopf) parallel zu den Kreisen gelegt werden, um nachträglich auf die höhere Ton-ZF von 6,5 MHz zu kommen. Die Dioden $D\ 1$, $D\ 2$ und $D\ 3$ schalten den frequenzbestimmenden Kreisen $C\ 1$, $L\ 1$, $C\ 2$, $L\ 2$ und $C\ 3$, $L\ 3$ die Induktivitäten $L\ 1'$, $L\ 2'$ und $L\ 3'$ über ausreichend große Kondensatoren parallel, so daß sich die Resonanzfrequenz der Kreise erhöht. Bei der Diode $D\ 3$ ist eine Veränderung des zusätzlichen Netzwerkes in der angegebenen Form notwendig, um eine erdsymmetrische Zuschaltung der die Resonanzfrequenz erhöhenden Induktivität auf der Sekundärseite des Ratiofilters zu ermöglichen. Zur Erhaltung des Wirkungsgrades des Radiodetektors auch bei der *OIR*-Norm wird für die Diode $D\ 3$ eine Golddrahtdiode mit sehr geringem Durchlaßwiderstand verwendet (z. B. *Telefunken* OA 180).

Will man ein serienmäßiges *CCIR*-Gerät auf *USA*-Norm umschalten, dann werden an Stelle der Induktivitäten kleine Trimmer über Dioden den Ratiokreisen und dem Vorkreis parallelgeschaltet, um auf die Ton-ZF von 4,5 MHz zu kommen.

Ebenso wie sich die Resonanzfrequenz von Schwingkreisen mit Hilfe von Schaltdioden umschalten läßt, läßt sich ganz allgemein auch die

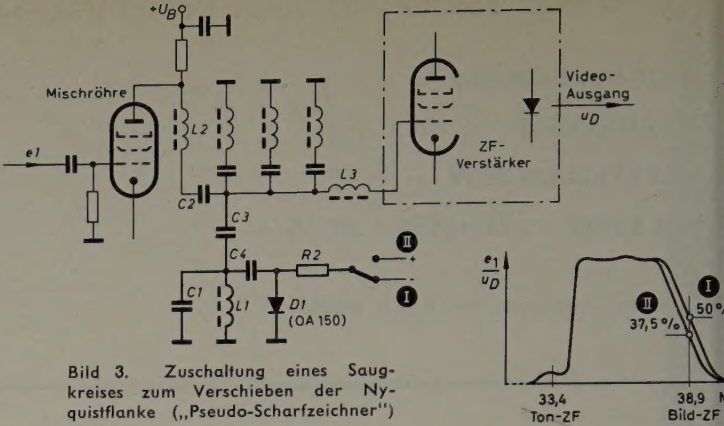


Bild 3. Zuschaltung eines Saugkreises zum Verschieben der Nyquistflanke („Pseudo-Scharfzeichner“)

Übertragungskurve von HF- und NF-Vierpolen über eine Fernbedienung verändern.

Im *Telefunken*-Fernsehgerät „FE 15“ zum Beispiel wird mit einem zugeschalteten Saugkreis die Nyquistflanke verschoben und damit die Wirkung eines Pseudo-Scharfzeichners erreicht (Bild 3). In der Anodenleitung der Mischröhre des Kanalschalters liegt ein fußpunktgekoppeltes Bandfilter mit den Hauptinduktivitäten $L\ 2$ und $L\ 3$. Im Fußpunkt liegen drei Saugkreise, die zur Absenkung bestimmter Frequenzen in der Übertragungskurve dienen, aber auf die Nyquistflanke keinen besonderen Einfluß haben. Im Bild 3 ist die Gesamtdurchlaßkurve des ZF-Verstärkers bei Normalbetrieb dargestellt. Durch einen geeignet dimensionierten Saugkreis, dessen Eigenfrequenz im Gebiet der Nyquistflanke liegt, kann die Gesamtdurchlaßkurve schmäler gemacht werden.

Über den Ankoppelkondensator $C\ 3$ wird der aus $C\ 1$ und $L\ 1$ bestehende Saugkreis angekoppelt. Er liegt mit seiner Frequenz bei gesperrter Diode außerhalb des Durchlaßbereiches des ZF-Verstärkers, hat also keinen Einfluß auf diesen. Bei leitender Diode $D\ 1$ (Schalterstellung II) wird $C\ 4$ der Kapazität $C\ 1$ parallel geschaltet und der Saugkreis in seiner Frequenz in das Gebiet der Nyquistflanke verschoben. Dadurch entsteht die Durchlaßkurve II mit der parallel verschobenen Nyquistflanke. Während vorher der Bildträger in üblicher Weise bei 50% lag, liegt er jetzt bei 37,5%. Diese Änderung bedeutet eine Anhebung der höheren Frequenzen im Spektrum des Videosignals.

Der Kondensator $C\ 2$ dient im wesentlichen zur Trennung der verschiedenen Gleichspannungspotentiale und der Widerstand $R\ 2$ zur HF-mäßigen Abtrennung der Vorspannungsquelle.

Eine Anwendung im Videofrequenzteil eines Fernsehempfängers zeigt Bild 4. Das Spektrum des Videosignals wird so beeinflußt, daß die hochfrequenten Anteile abgesenkt werden (Weichzeichner). Die Schaltelemente $L\ 1$, $L\ 2$ und $R\ 1$ der Video-Endstufe bilden zusammen mit der Gittereingangskapazität der Röhre PL 83 einen Teil der Entzerrung des Video-Gleichrichters. Die Diode schaltet den Kondensator $C\ 1$ über $R\ 4$ wahlweise parallel zum Röhreneingang, so daß die Videokurve an der oberen Frequenzgrenze abgesenkt wird. Der Schalter $S\ 1$ steuert diesen Vorgang. Die Widerstände $R\ 2$, $R\ 3$, $R\ 4$

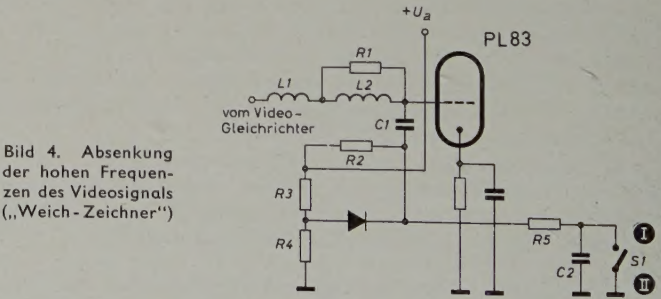
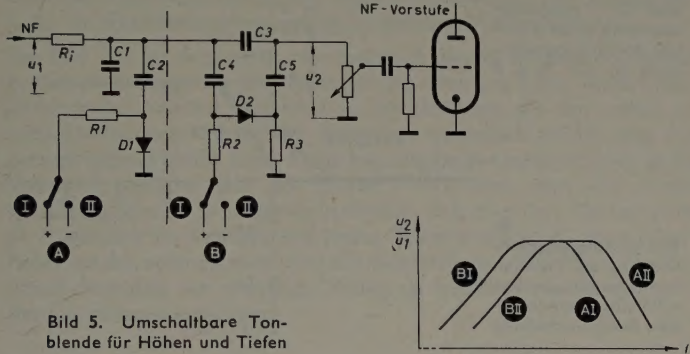


Bild 4. Absenkung der hohen Frequenzen des Videosignals („Weich-Zeichner“)

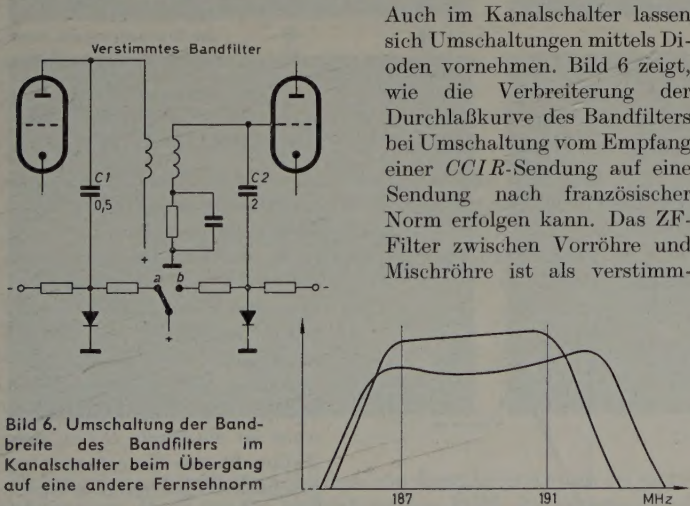
und $R\ 5$ legen ein solches Potential an die Diode, daß bei geöffnetem Schalter $S\ 1$ die Diode völlig sperrt (keine Absenkung der hohen Frequenzen, denn $C\ 1$ ist nicht wirksam) und bei geschlossenem Schalter $S\ 1$ die Diode leitet ($C\ 1$ liegt jetzt über $R\ 4$ an Masse und verändert die Zeitkonstante des Gittereinganges in der gewünschten

Weise). Der Kondensator $C\ 2$ sorgt dafür, daß am Schalter $S\ 1$ eine reine Gleichspannung vorhanden ist und keine Hochfrequenz über die Steuerleitung nach außen gelangt¹⁾.

Bild 5 zeigt, wie der Frequenzgang eines NF-Verstärkers über die Fernbedienung umgeschaltet werden kann. Diese mit Dioden umschaltbare Tonblende hat den Vorteil, daß keine Leitungen mit NF-Spannung zu Schaltkontakten führen und somit keine Gefahr der Einkopplung von Brummspannungen oder Störungen aus dem Bildablenkteil besteht. Die vom Ratiotektor abgegebene NF-Spannung u_1 wird über R_1 und $C\ 1$ dem Netzwerk zugeführt, das durch die Schaltwirkung der Dioden $D\ 1$ und $D\ 2$ eine Absenkung der hohen oder tiefen Frequenzen des Tonkanals hervorruft. Hat die Diode $D\ 1$ kleinen Durchlaßwiderstand (Schalterstellung I), so werden die hohen



Frequenzen durch das aus $C\ 2$ und dem Durchlaßwiderstand der Diode gebildete RC -Glied beeinflußt (Kurve $A\ I$). Ist die Diode gesperrt, so ist $C\ 2$ nicht wirksam, und es gilt der durch Kurve $A\ II$ gekennzeichnete Teil der Durchlaßkurve. Das Netzwerk B beeinflußt die Durchlaßkurve im unteren Frequenzbereich. Ist die Diode $D\ 2$ leitend (Schalterstellung I), so ist die Koppelkapazität durch $C\ 3$ parallel mit der Reihenschaltung aus $C\ 4$ und $C\ 5$ gegeben. Ist die Diode gesperrt, so ist nur $C\ 3$ wirksam. Die Widerstände $R\ 1$ und $R\ 2$ dienen wieder zur Entkopplung von NF-Kreis und Schaltkreis. Der Widerstand $R\ 3$ schließt den Dioden-Gleichstromkreis. Die Veränderung der NF-Durchlaßkurve für die vier Schaltstellungen ist ebenfalls aus Bild 5 zu ersehen.

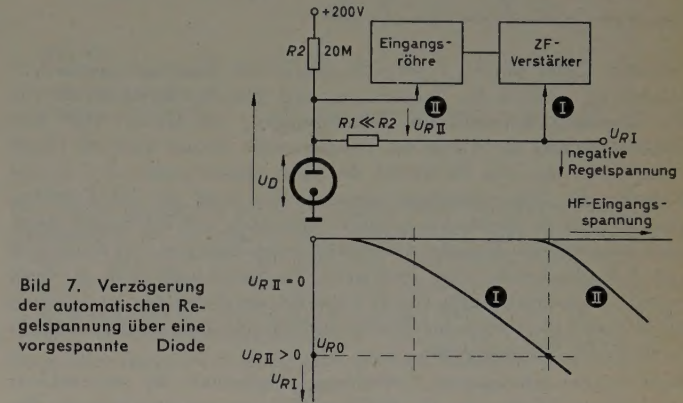


tes Filter abgeglichen. Der Anodenkreis arbeitet auf der tieferen, der Kreis am Gitter der Mischstufe auf der höheren Frequenz. In Schalterstellung a wird der Kondensator $C\ 1$ parallel zur Primärinduktivität gelegt, so daß dieser Kreis nach tieferen Frequenzen hin verstimmt wird. In Schalterstellung b liegt $C\ 2$ parallel zum Gitterkreis.

¹⁾ In der Originalschaltung des „FE 15“ hat die Video-Endstufe eine schwimmende Katode, da von der Katode die Röhre für die getastete Regelung gesteuert wird. Durch die Spannungsteiler ist die Diode beidseitig an solche Spannungen gelegt, daß die Diode im gesamten Arbeitsbereich der Endröhre je nach Schalterstellung geöffnet oder geschlossen bleibt.

2. Die Diode als automatischer Umschalter

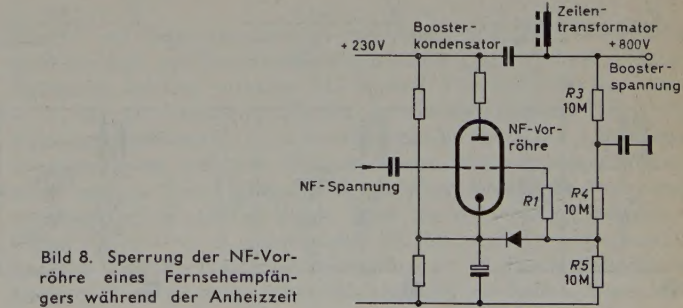
Dioden können auch zur automatischen Umschaltung bei Erreichen eines bestimmten Spannungszustandes verwendet werden. Eine solche Schaltautomatik findet sich beispielsweise in Fernsehempfängern zur Verzögerung der automatischen Regelspannung für die Eingangsrohre (Bild 7). Die von einem Regelspannungserzeuger, zum



Beispiel von einer getasteten Röhre, kommende negative Regelspannung U_{RI} wird den ZF-Verstärkerröhren und gleichzeitig über eine aus den Widerständen $R\ 1$ und $R\ 2$ gebildete unsymmetrische Brückenschaltung der verzögernd zu regelnden Eingangsrohre und einer Diode zugeführt. Die linke, sehr hochohmige Seite der Brücke ($20\ M\Omega$) liegt an einer hohen positiven Spannung, während die rechte, niederohmige Seite an der erwähnten negativen Regelspannung liegt. Bei kleinem Empfangssignal und damit kleiner Regelspannung ist die Anode der Diode positiv. Die Diode leitet und legt die Regelspannungszuführung der Vorstufe an Masse. Bei steigender HF-Eingangsspannung und damit ansteigender Regelspannung U_{RI} wird ab einem bestimmten einstellbaren Wert der Spannung U_{R0} die Anode der Diode negativ; die Diode ist gesperrt. Von diesem verzögerten Schwellwert ab erhält bei weiterem Anstieg der Eingangsspannung auch die Eingangsrohre eine Regelspannung U_{RII} .

Diese Methode, bei Über- oder Unterschreiten eines Spannungspegels mit einer Diode Umschaltungen vorzunehmen, läßt sich vielseitig anwenden. Störbegrenzung mit einer vorgespannten Diode bei der Negativmodulation oder Weißbegrenzung bei der Positivmodulation sind bekannte Beispiele.

Ähnlich arbeitet eine Schaltung, bei der eine Diode das Einschalt-Tonknattern des Fernsehempfängers beseitigt. Bei Empfängern mit getasteter Regelung tritt dieses Brummen kurz nach dem Einschalten infolge restloser Übersteuerung des Verstärkers auf, da die getastete Regelung nicht ohne die von der Zeilen-Endstufe kommenden Tastimpulse arbeiten kann. Sie beginnt infolge der langen Anheizzeit der Boosterdiode, erheblich später zu arbeiten als die Verstärkerröhre. Eine Schaltung (Bild 8), bei der die NF-Vorröhre bis zum Einsatz der Zeilenablenkung von einer Diode gesperrt wird, unterdrückt diese Geräusche. Die NF-Vorröhre erzeugt ihre Gittervorspannung an dem sehr hohen Gitterwiderstand $R\ 1$ durch den Gitterstrom selbst. Der Fußpunkt dieses Widerstandes liegt über eine Diode an Katode. Die andere Seite der Diode liegt über den Spannungsteiler $R\ 3, R\ 4, R\ 5$ an der Boosterspannung. Da die Boosterspannung beim Einschalten noch nicht vorhanden ist und der Widerstand $R\ 5$ an Masse liegt, ist die Diode gesperrt und damit die Röhre wegen der positiven Katode



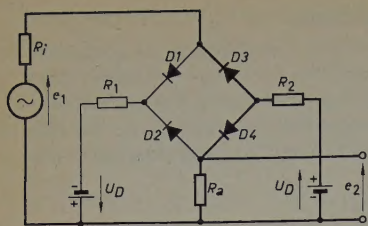


Bild 9. Brückenschaltung zur zweiseitigen Begrenzung von HF-Signalen

jetzt am Gitter mit 10 V gesperrt. Nach dem Einsetzen der Zeilenablenkung entsteht die Boosterspannung (gleichzeitig damit die für die Regelung notwendigen Zeilenimpulse); sie macht über den Spannungsteiler die Anode der Diode positiv. Damit wird die Diode leitend und legt den Fußpunkt des Gitterwiderstandes R_1 an die Katode; die Sperrspannung verschwindet, und die NF-Vorröhre arbeitet normal. Steht eine negative Spannung zur Verfügung, dann kann man auf den Katodenwiderstand verzichten und den Fußpunkt von R_5 , gleichzeitig auch Fußpunkt des Spannungsteilers, an diese negative Spannung legen. Die Arbeitsweise der Schaltung ist dieselbe. Sie läßt sich dann auch bei Verbundröhren mit gemeinsamer Katode (z. B. PABC 80) anwenden.

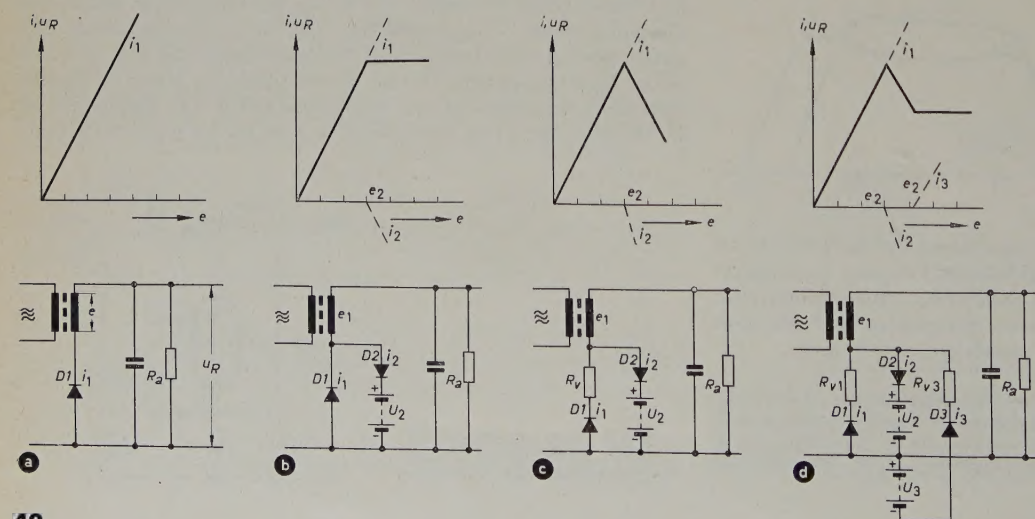
Eine weitere interessante Anwendungsmöglichkeit der automatisch geschalteten Dioden ist die Brückenschaltung zur zweiseitigen Begrenzung von HF-Signalen, beispielsweise bei frequenzmodulierten Sendungen (Bild 9). Die Kurven im Bild 10 geben Aufschluß über die Wirkung dieser Schaltung. Aus der symmetrischen Brückenschaltung läßt sich eine unsymmetrische Schaltung entwickeln, indem man die Dioden D_1 und D_2 sowie den Widerstand R_1 mit der zugehörigen Vorspannung U_D fortläßt (dünn gezeichnete Verbindungslinien). Diese Schaltung kann zur einseitigen Begrenzung von videofrequenten Signalen dienen, zum Beispiel hinter dem Video-Gleichrichter als Weiß- oder Störbegrenzer. Die Meßwerte zeigt Bild 11.

2.1 Störbegrenzer im Video-Gleichrichter²⁾

Ein videofrequenter Störbegrenzer hat Nachteile, wenn er hinter dem Video-Gleichrichter angeschlossen ist. Es scheint daher zweckmäßig, nach einer Schaltung zu suchen, in der der Video-Gleichrichter die begrenzende Wirkung selbst ausübt.

Im Bild 12a ist die Kennlinie eines idealen Video-Gleichrichters dargestellt und rechts daneben das demodulierte Signal mit kräftigen Störungen, die die Synchronisierimpulse weit überschreiten. Bei großer Häufigkeit wird die Abtrennstufe von ihnen zugestopft und das Nutzsignal weggedrückt. Die ideale Kennlinie eines Video-Gleichrichters mit Störbegrenzung zeigt Bild 12b. Die Störungen überragen die Synchronisiersignale nicht mehr, können also die Abtrennstufe nicht mehr zustopfen, sind aber noch im Synchronisiergemisch vorhanden. Mit einem Subtraktionsverfahren ist es möglich, die Störungen auch innerhalb des Synchronpegels weiter zu unterdrücken. Dazu ist es notwendig, die über die Synchronimpulse herausragenden Störimpulse umzupolen und zur Subtraktion zu verwenden.

²⁾ Über den Störbegrenzer im Video-Gleichrichter wurde bereits in einem bis jetzt nicht veröffentlichten Vortrag auf der 3. Jahrestagung der FTG in Hamburg 1955 berichtet.



Wie kann man nun solche Kennlinien herstellen? Im Bild 13 ist zunächst die Schaltung des normalen Video-Gleichrichters gezeigt (a). Ungewöhnlicherweise ist die Diode D_1 in den Fußpunkt des Transformators geschaltet. Eine einfache Überlegung zeigt, daß in der Funktion der Schaltung kein Unterschied gegenüber den bekannten

Bild 13. Video-Gleichrichter; a) mit linearem Gleichrichter, b) mit linearem Gleichrichter und Begrenzung, c) mit linearem Gleichrichter u. Invertierung, d) mit linearem Gleichrichter und Invertierung + Begrenzung

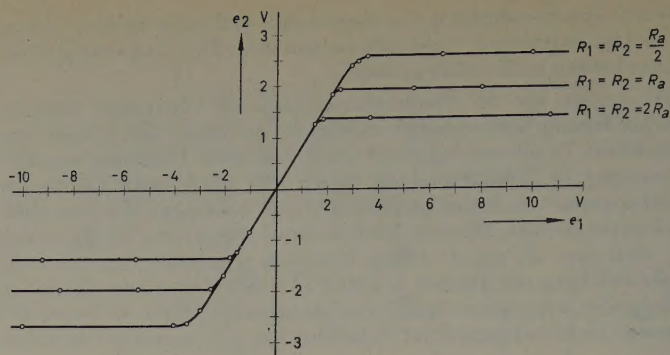


Bild 10. Ausgangsspannung e_2 als Funktion der Eingangsspannung e_1 für $R_i \approx 0$

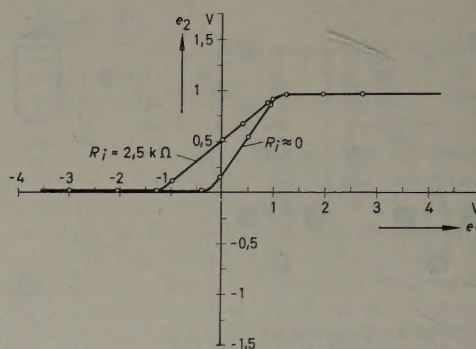


Bild 11. Ausgangsspannung e_2 als Funktion der Eingangsspannung e_1 für eine unsymmetrische Brückenschaltung

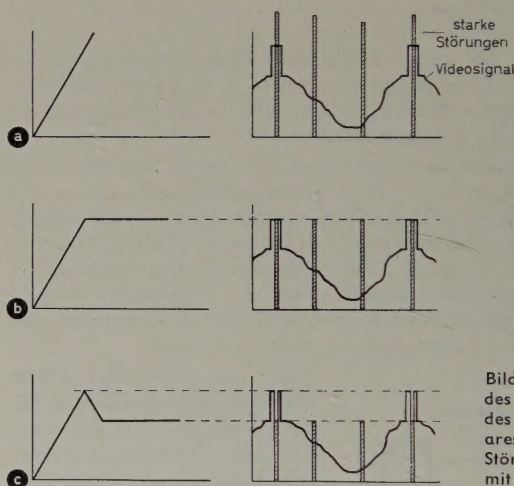


Bild 12. Zur Wirkung des Störbegrenzers und des Störinverters; a) lineares System, b) System mit Störbegrenzer, c) System mit idealem Störinverter

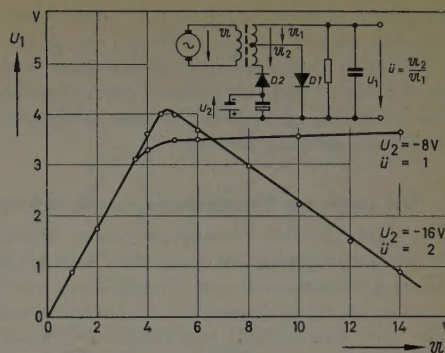
Die Kennlinie eines solchen idealen Systems ist im Bild 12c zu sehen. Man sieht einen linearen Anstieg des Signals bis zur Spitze des Synchronsignals. Ein weiterer Anstieg des Signals und der Störungen führt zu einem Absinken der Amplitude, die etwa bei dem Pegel Schwarz beendet ist.

Schaltungen besteht. Entsprechend Bild 13b werden nun zwei entgegengesetzt gepolte Dioden parallelgeschaltet. Dann entsteht kein Videosignal. Die Diode D_2 erhält eine sperrende Vorspannung U_2 , die ihren verzögerten Einsatz (bei der Spannung e_2) bestimmt. Dann steigt bis zu diesem verzögerten Einsatz der zweiten Diode das Videosignal linear an, und da beide Dioden arbeiten, wird bei weiterem Anstieg der HF-Spannung eine konstante Ausgangsspannung erreicht.

Macht man die Spannung U_2 veränderbar, so läßt sich die Höhe des Begrenzungspegels leicht variieren. Aus dem Schaltbild ersieht man jetzt auch, weshalb die Gleichrichter in den Fußpunkt gelegt wurden. Auf diese Art und Weise ist es nämlich möglich, eine niederohmige Spannungsquelle verblockt gegen Erde einzubauen, deren Spannung durch Spannungsteilung aus der Anodenspannung gewonnen wird. Zweckmäßigerweise erfolgt bei solchen Schaltungen zur Störbegrenzung die Kontrastregelung im nachfolgenden Videoverstärker.

Im Bild 13c ist dargestellt, wie man mit diesem System von einem bestimmten Signal ab eine Invertierung erreichen kann. Macht man nämlich den zweiten Gleichrichter empfindlicher als den ersten, so wird die Steilheit der zweiten Kennlinie wesentlich größer, und das Summensignal bleibt nach Erreichen des Begrenzungspunktes nicht konstant, sondern sinkt ab. In der Praxis wird man eine solche Schaltung aber nicht dadurch herstellen, daß man den Gleichrichter D_1 (wie hier im Prinzip) mit einem Vorwiderstand R_v unempfindlicher macht, sondern man wird die verschiedenen Empfindlichkeiten durch Anschluß der einzelnen Dioden an verschiedene Anzapfungen des Übertragers einstellen.

Bild 14.
Schaltung des Störin-
verters (oben) und
Meßkurven (unten)



Bei beiden Störungen ist im Normalfall links die Abtrennstufe weit übersteuert, die Impulse werden weggedrückt, und es erfolgt keine Synchronisierung mehr. Mit dem hier angegebenen Störinverter war in beiden Störfällen einwandfreie Synchronisierung zu erreichen. Im Prinzip zeigt diese Schaltung die gleichen Erfolge wie der in vielen Geräten verwendete trägerfrequente Störinverter, der aus dem hochfrequenten Band die Störung getrennt vom Bildsignal herauszieht.

2.2 Umpolbarer Video-Gleichrichter mit Begrenzung

Die zuvor beschriebene Schaltung mit zwei Dioden (Bild 12b) wurde auch im Video-Gleichrichter eines Viernormen-Gerätes (*Telefunken* „4 N FE 10“) zur Umpolung des Signals bei der Umschaltung von

Bild 15.
Wirkung des Störbegrenzers u. Störinverters (links
ohne und rechts mit Störinverter nach Bild 14)

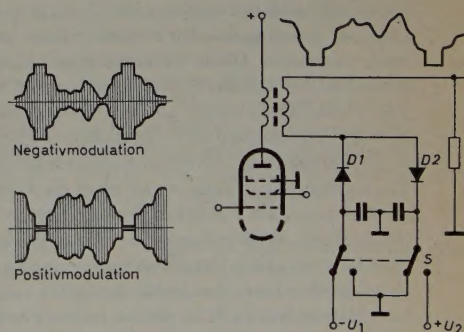
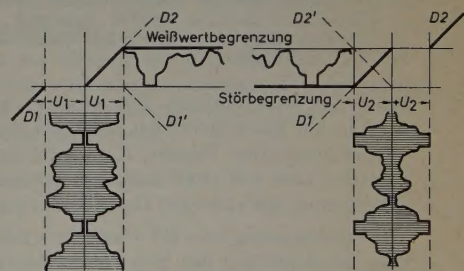


Bild 16 (oben). Umpolbarer Video-Gleich-
richter für den Empfang von Fernsehsig-
nalen mit Negativ- oder Positivmodulation

Es soll nun weiter überlegt werden, wie diese Invertierung bei einem bestimmten Pegel wieder beendet werden kann. Zu diesem Zweck wird eine dritte Diode D_3 parallelgeschaltet, die eine Vorspannung U_3 bekommt und deren Richtung wieder gleich der der ersten ist. Bei der Spannung e_3 wird diese Diode in der gleichen Richtung wie D_1 leitend. Durch sie fließt der Strom i_3 , der, zu i_1 und i_2 addiert, bei richtiger Dimensionierung die Kennlinie jetzt von diesem Potential ab waagrecht verlaufen läßt. Die praktisch ausgeführte Schaltung eines solchen Störinverters mit Meßwerten zeigt Bild 14.

Bild 15 zeigt in anschaulicher Weise die Wirkung eines solchen Störbegrenzers und Störinverters. Links sieht man das Bild beim Empfang eines Signals mit starken Störungen, und zwar mit verschiedenen Arten von Störungen im oberen und unteren Bild.

Positiv- auf Negativmodulation verwendet (Bild 16). Bei Empfang einer Sendung mit Positivmodulation ist die Diode D_2 als normaler Video-Gleichrichter wirksam. Die Diode D_1 ist durch die Spannung $-U_1$ bis zu einem äquivalenten Schwellwert gesperrt. Wird das Videosignal größer als U_1 , so arbeitet auch die Diode D_1 , und es tritt Begrenzung ein. Auf diese Weise kann eine Weißwertbegrenzung erreicht werden. Nach Umschalten des Schalters S wirkt die Anordnung grundsätzlich in gleicher Weise, wenn die Ansteuerung mit einem Signal in Negativmodulation erfolgt. Mit der durch U_2 vorgespannten Diode D_2 erfolgt wieder die Störbegrenzung. In diesem Falle ist die Diode D_1 als normaler Video-Gleichrichter geschaltet. Wesentlich

bei dieser Schaltung, die den Video-Gleichrichter selbst als Umschalter verwendet, ist, daß das Videosignal am Ausgang des Video-Gleichrichters bei jeder Modulationsart immer in gleicher Polarität vorhanden ist und daher keine weiteren komplizierten Umschaltungen, die eventuell zusätzliche Röhren erfordern, in anderen Teilen des Gerätes notwendig werden.

3. Die Diode zur Verstimmung von Hochfrequenz-Oszillatoren

Es wurde in den vorangegangenen Abschnitten eine Reihe von Schaltungen gezeigt, in denen die Diode als Schalter verwendet wird. Einmal ferngesteuert zur Umschaltung von hochfrequenten Schaltelementen, ein andermal automatisch von einem Spannungspegel zur Zu- und Abschaltung von Röhren, Video-Gleichrichtern usw. Eine gleichspannungsgesteuerte Diode kann aber auch verwendet werden, um einstellbare Verstimmungen eines hochfrequenten Kreises zu erreichen, um also beispielsweise die Frequenz eines Oszillators kon-

Bei hohen Frequenzen, also in den oberen Kanälen beziehungsweise bei großen Widerständen R_D , vereinfachen sich die Gleichungen zu

$$C_P = \frac{C_K \cdot C_D}{C_D + C_K}$$

$$R_P = R_D \left(1 + \frac{C_P}{C_K} \right)^2$$

Ist die Kapazität $C_D = C_0 + C_S$ infolge Änderung der Sperrschichtkapazität C_S veränderlich, so läßt sich die Frequenz des Oszillators ändern. In diesem Falle arbeitet die Diode im Sperrbereich, und die zusätzliche Bedämpfung des Schwingkreises durch R_D — und damit auch das Absinken der Oszillatorspannung — ist geringfügig.

Eine Veränderung der Sperrschichtkapazität läßt sich in wirksamer Weise nur mit Golddrahtdioden durchführen (z. B. mit Telefunken OA 180). Die im Telefunken-Fernsehempfänger „FE-16“ verwendete

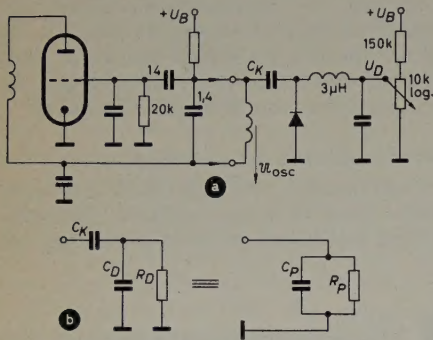


Bild 17. Oszillator mit Dioden-Feinabstimmung; a) Schaltbild, b) Ersatzschaltbild des Regelkreises der Dioden-Feinabstimmung ($C_D = C_0 + C_S$; C_0 = statische Kapazität + Schaltkapazität; C_S = Sperrschicht-Kapazität)

tinuierlich zu verändern. Ein Anwendungsbeispiel ist die Frequenzmodulation. Ein anderes, das hier beschrieben werden soll, ist die Feinabstimmung eines Fernseh-Kanalschalters von einer Fernbedienung aus oder aber mit einer Diskriminatorschaltung zur automatischen Einregelung der richtigen Oszillatorfrequenz.

Zur Verstimmung eines HF-Oszillators mittels Germaniumdiode nutzt man die Änderung des Scheinwiderstandes der Diode in Abhängigkeit von der angelegten Gleichspannung aus. Im Sperrbereich der Diode läßt sich durch eine variable äußere Gleichspannung die an elektrischen Ladungsträgern verarmte Zone im Halbleiter in ihrer Abmessung variieren. Diese Verarmungsschicht, die wie ein Dielektrikum wirkt, ist an beiden Seiten von je einer leitfähigen Schicht begrenzt. Die Diode kann somit als ein Plattenkondensator angesehen werden, dessen Plattenabstand — in diesem Falle durch eine Gleichspannung — veränderbar ist. Wird der Scheitelwert der Wechselspannung größer als die Gleichspannung, so arbeitet die Diode im Durchlaßbereich, und sie verändert als Funktion der angelegten Gleichspannung in starkem Maße ihren Wirkwiderstand. Diese Wirkwiderstandsänderung kann ebenfalls zu einer Oszillatorverstimmung herangezogen werden. Der Scheinwiderstand der Diode beeinflußt auch die Oszillatorspannung, so daß in jedem Falle zu prüfen ist, welche Verringerung der Oszillatoramplitude zulässig ist.

Im Bild 17a ist eine Schaltung mit einer Germaniumdiode dargestellt, die im Ersatzschaltbild (Bild 17b) als Parallelschaltung eines Widerstandes R_D und einer Kapazität C_D gezeichnet ist. Sie wird über einen Koppelkondensator C_K an den frequenzbestimmenden Kreis des Oszillators angekoppelt. Die Umrechnung in eine äquivalente Parallelschaltung ergibt

$$C_P = \frac{1 + \omega^2 R_D^2 \cdot C_D (C_D + C_K)}{1 + \omega^2 \cdot R_D^2 (C_D + C_K)^2}$$

und

$$R_P = \frac{1}{\omega^2 C_K^2 R_D} [1 + \omega^2 R_D^2 (C_D + C_K)^2]$$

Man sieht, daß eine Blindwiderstandsänderung sowohl von C_D als auch von C_K und R_D abhängig ist.

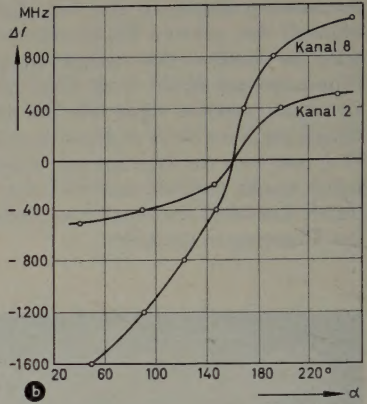
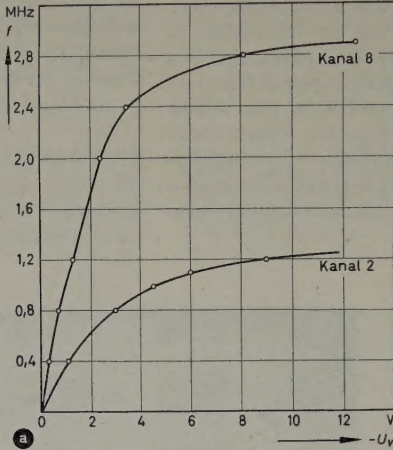


Bild 18. Frequenzänderung des Oszillators, abhängig von U_V (a) und α (b)

Schaltung nach Bild 17a erlaubt eine Fernregelung der Oszillatorfrequenz, wie sie für die Kanäle 2 und 8 im Bild 18 dargestellt ist. Bild 18a zeigt die Frequenzänderung als Funktion der Diodenvorspannung U_D und Bild 18b als Funktion des Drehwinkels α des Potentiometers. Der Vorteil der angegebenen Schaltung liegt nicht nur darin, daß die Feinabstimmung fernbedient durchgeführt werden kann, sondern auch in der Möglichkeit zur automatischen Frequenzabstimmung bei Steuerung durch einen geeigneten Diskriminator.

Eine andere Möglichkeit der Frequenzvariation besteht darin, daß durch Verändern von R_D die Kapazität C_P geändert wird, indem man die Diode im Durchlaßbereich betreibt, so daß die Spitzen der an der Diode liegenden Hochfrequenz die Diode öffnen. Nach Maßgabe des Stromflußwinkels verändert sich R_D . Für $R_D \rightarrow \infty$ wird die Reihenschaltung von C_D und C_K wirksam, bei $R_D \rightarrow 0$ liegt C_K parallel zum Schwingkreis.

Diese Regelung wird bei Dioden verwendet, deren Sperrschichtkapazität sich nicht wesentlich mit der Diodengleichspannung ändert. Je nach Koppelkapazität C_K hat der veränderliche Diodenwiderstand Einfluß auf die Oszillatorspannung, so daß ein Kompromiß zwischen

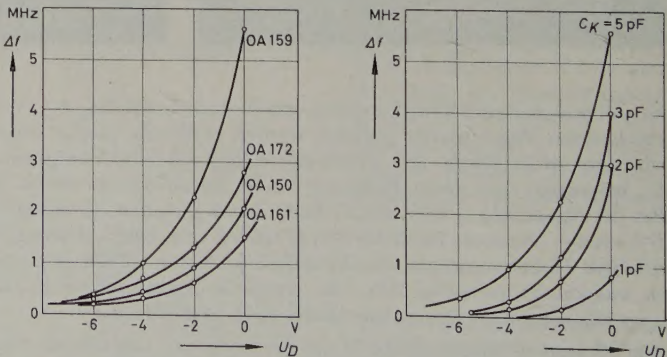


Bild 19 (links). Erreichbare Oszillatorverstimmung für verschiedene Diodentypen im Kanal 11 ($C_K = 5$ pF). Bild 20 (rechts). Einfluß der Koppelkapazität C_K auf die erreichbare Oszillatorverstimmung

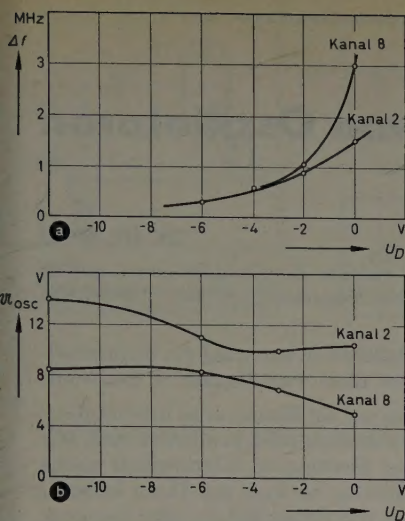
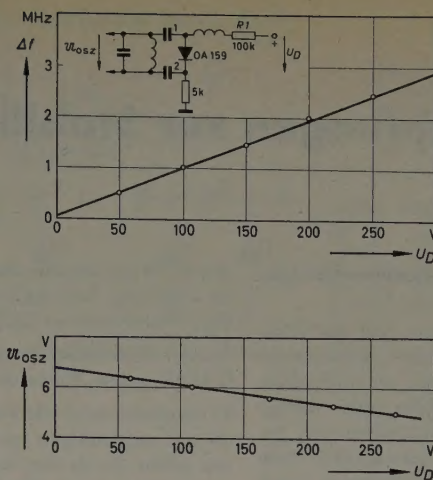


Bild 21. Frequenzänderung in Kanal 2 und 8 (a) und Verlauf der Oszillatorschwingung (b) bei Frequenzregelung mit Diode OA 159 ($C_K = 2 \text{ pF}$)

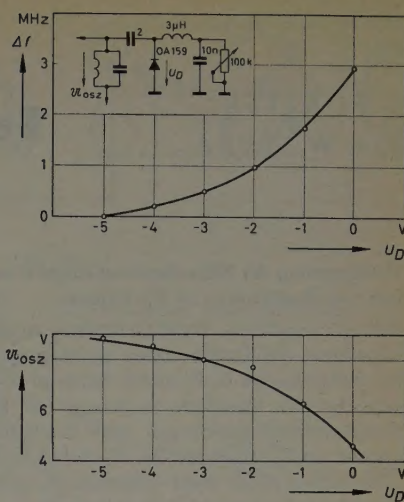
erreichbarer Verstimmung und zulässiger Dämpfung geschlossen werden muß. Die Oszillatorfrequenz wird ebenfalls durch die wegen des veränderlichen Diodenwiderstandes nicht phasenreine Rückkopplung beeinflusst, vor allem bei hohen Frequenzen.

Bild 19 zeigt die erreichbaren Oszillatorverstimmungen im Kanal 11 für verschiedene Dioden. Am günstigsten ist dabei die Diode OA 159. Bild 20 macht den Einfluß der Koppelkapazität C_K deutlich. Je größer C_K ist, um so größer wird der Verstimmungsbereich, um so mehr sinkt aber auch die Oszillatorschwingung. Die mit Hilfe der Diode OA 159 in den Kanälen 2 und 8 erreichbare Verstimmung zeigt Bild 21a, die Oszillatorschwingung als Funktion der Diodenvorspannung Bild 21b.

Koppelt man die Diode OA 159 nach Bild 22 an den Parallel-Resonanzkreis, so erhöht sich der Einfluß der Dioden-Widerstandsänderung. An dem Widerstand R 1 tritt infolge Spitzengleichrichtung der



▲ Bild 22 (links). Parallel-Ankopplung der Diode an den frequenzbestimmenden Oszillatorkreis; oben: Frequenzänderung, unten: Verlauf der Oszillatorschwingung. Bild 23 (rechts). Frequenzänderung durch Regelung des Scheinwiderstandes einer RC-Kombination



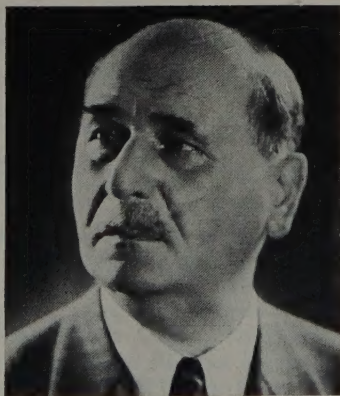
Oszillatorschwingung eine Sperrspannung auf, die durch eine positive Gleichspannung kompensiert wird. In der angegebenen Schaltung kann man mit einer normalen Germaniumdiode im Kanalschalter einen großen Variationsbereich bei geringem Absinken der Oszillatorschwingung erreichen, wobei allerdings die Regelspannung in einem großen Bereich verändert werden muß.

Eine andere Regelmöglichkeit ergibt sich, wenn man den Widerstand einer RC-Kombination, an der infolge Spitzengleichrichtung der Oszillatorschwingung durch die Diode eine Spannung entsteht, veränderbar macht und so die Oszillatorfrequenz variiert (Bild 23). Man benötigt dabei keine Gleichspannung.

Die Beispiele zeigen, daß es eine Vielzahl von Möglichkeiten gibt, um mit Hilfe von Dioden kontinuierliche Scheinwiderstandsänderungen durchzuführen. Die Anwendung beschränkt sich dabei keineswegs nur auf die Frequenzänderung von Oszillatoren.

(eingegangen am 10. August 1958)

H. BREDOW †



Am 9. Januar 1959 starb im 80. Lebensjahr der „Vater des deutschen Rundfunks“, Dr.-Ing. E.h. Hans Bredow, Staatssekretär a. D., Ehrensenator der Technischen Universität Berlin und der Technischen Hochschulen Darmstadt, Dresden, Karlsruhe und Stuttgart, Inhaber hoher Auszeichnungen. Sein Leben stand „Im Banne der Ätherwellen“, wie der Titel seines letzten Buches lautet. Deutschland verdankt Hans Bredow nicht nur den Rundfunk, sondern ebenso sein Weltfunknetz und den freien internationalen Seefunk.

Bredow wurde 1879 in Schlawe geboren. Nach dem Studium der Elektrotechnik trat er 1903 als Ingenieur in die AEG ein und ging im folgenden Jahr zu der gerade ein Jahr vorher gegründeten Telefunken-Gesellschaft für drahtlose Telegraphie. Schon 1908 wurde er neben Graf Arco in den Vorstand des jungen Unternehmens berufen, dessen wirtschaftliche und

verkehrstechnische Oberleitung in seinen Händen lag. In dieser Zeit schuf er Deutschlands Weltfunknetz. Gegen viele Widerstände setzte er schon 1906 durch, daß in Form eines Versuchsbetriebes der Grund zur Telefunken-Station Nauen gelegt wurde, die später das Kernstück des deutschen Überseefunkverkehrs werden sollte. Von Nauen aus gelang es 1918 zum ersten Male, ein Funksignal um die halbe Erdkugel herum zu senden und in Neuseeland aufzunehmen. Nach langwierigen Verhandlungen während der Jahre 1910 bis 1913 war es ihm möglich, Verträge mit Marconi abzuschließen, die die Unabhängigkeit des deutschen Seefunks festlegten.

Ein Jahr nach dem Ersten Weltkrieg trat Bredow als Ministerialdirektor in das Reichspostministerium ein, wo ihm die Reorganisation des Funkwesens oblag. Nach seiner Ernennung zum Staatssekretär im Jahre 1921 konnte er an die Verwirklichung seiner bereits 1912 entworfenen Rundfunkpläne denken. Allen Hindernissen zum Trotz begann er noch im selben Jahr mit dem Wirtschaftsrundfunk, und zwei Jahre später schlug dann die Geburtsstunde des deutschen Rundfunks. Am 29. Oktober 1923 ging vom Vox-Haus in Berlin die historische Sendung „Auf Welle 400“ in den Äther. 1926 wurde Bredow Rundfunk-Kommissar des Reichspostministeriums und war in dieser Stellung vor allem darauf bedacht, den Rundfunk selbständig und unabhängig von den Einflüssen politischer und wirtschaftlicher Interessengruppen zu halten. Als ihm dies 1933 nicht mehr möglich war, legte er sein Amt nieder. Es folgte eine bittere Zeit der Erniedrigung, Verleumdung und Inhaftierung. Das Jahr 1945 brachte die verdiente Rehabilitierung. Nach kurzer Amtszeit als Regierungspräsident in Wiesbaden und anschließender Tätigkeit an führender Stelle im Wirtschaftsleben war er dann unermüdlicher Berater bei der Neuorganisation des deutschen Rundfunks.

In einem arbeits- und erfolgreichen Leben hat Hans Bredow mehr als 50 Jahre tätig am Aufbau und Ausbau eines Nachrichtenmittels für die Verständigung der Völker über Grenzen und Meere hinweg mitwirken können. Am 9. Januar 1959 hat sich ein Leben im Dienste der Ätherwellen vollendet.

G. FÖRSTER
und W. SPYRA

Betrachtungen zur Stabilität von Oszillatoren

DK 621.397.62

Verringerung der Mikrofonanfälligkeit und der Temperaturabhängigkeit von Oszillatoren in FS-Tunern

Um störungsfreien Fernsehempfang zu gewährleisten, soll der Oszillator eines FS-Tuners unter anderem gegen Drift und mechanische Erschütterungen (z. B. durch Lautsprecher) möglichst unempfindlich sein. Ist die Stabilität in bezug auf Frequenzänderungen infolge Temperaturschwankungen und mechanischer Erschütterungen genügend groß, dann ist ein Nachstellen der Abstimmung nach dem Einschalten nicht mehr erforderlich, und die Störmöglichkeit durch Mikrofonie ist vernachlässigbar gering.

1. Maßnahmen zur Verminderung der Mikrofonie

Da bei Frequenzänderungen des Oszillators im Tuner beim Inter-carrier-Empfang die Frequenz des Zwischenträgers konstant bleibt, ist bei FM-Tonübertragung besonders die Bild-Mikrofonie von Interesse; sie macht sich durch horizontale dunkle Streifen im Bild bemerkbar.

Der Bildträger ist bei der Übertragung nach CCIR-Norm amplitudenmoduliert, so daß zum Beispiel folgende Änderungen im Fernsehempfänger diese Störmodulation (Bild-Mikrofonie) hervorrufen können:

- 1) Steilheitsänderungen im HF-, ZF- oder Videoteil,
- 2) Verstärkungsänderungen, verursacht beispielsweise durch plötzliche Regelspannungsschwankungen,
- 3) Frequenzänderungen des Oszillators im Tuner, die an der Nyquistflanke wiederum Amplitudenschwankungen erzeugen.

Wie die Praxis zeigt, macht sich die Bild-Mikrofonie infolge Änderung der Oszillatorfrequenz des Tuners (Punkt 3) weitaus am häufigsten störend bemerkbar. Deshalb soll untersucht werden, welche Möglichkeiten bestehen, die Frequenzstabilität eines Oszillators, der im Fernsehband III bis zu 260 MHz schwingt, zu erhöhen.

Die maximal zulässige Störspannung an den Steuerelektroden einer heute üblichen Bildröhre hängt von der Störfrequenz ab. Im Mittel kann eine Störspannung von 100 mV_{eff} als noch zulässig angenommen werden. Bei Mikrofonie liegen aber keine Sinusstörungen vor, sondern kurzzeitig auftretende und dann abklingende Schwingungen. Es sei deshalb ein Wert von $U_{\text{Stör}} \approx 200 \text{ mV}_{\text{eff}}$ an der Bildröhre als noch zulässig angenommen.

Eine Frequenzänderung des Oszillators um 1,5 MHz würde wegen der Nyquistflanke der ZF-Durchlaßkurve (Bild 1) eine Amplituden-

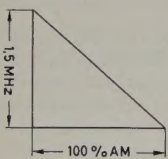


Bild 1. Nyquistflanke der ZF-Durchlaßkurve

änderung von 100% hervorrufen. Es erhebt sich daher die Frage, welche Frequenzänderung eine Stör-Amplitude von 200 mV_{eff} hervorrufen würde.

Man kann das für die Aussteuerung einer heute verwendeten Bildröhre maximal erforderliche Videosignal (BA-Signal) mit $U_{\text{Video}} = 55 \text{ V}_{\text{ss}}$ annehmen [1]. Der Spitzenwert des erwähnten noch zulässigen Störsignals ist $\sqrt{2} \cdot 200 \text{ mV}_{\text{eff}}$ oder etwa 0,5% von U_{Video} . Der noch zulässige Störfrequenzhub ist dann

$$\Delta f_{\text{zul}} \leq 1500 \text{ kHz} \cdot 0,005 \leq 7,5 \text{ kHz} \quad \text{oder} \\ \Delta f_{\text{zul}} \leq \pm 3,75 \text{ kHz}$$

Dieser Wert ist also unabhängig von der Empfangsfrequenz, und es ist schwierig, bei Oszillatoren hoher Frequenz (z. B. 100...1000 MHz) diese Forderung zu erfüllen.

Bei der Dimensionierung eines Oszillators in bezug auf die Unempfindlichkeit gegen Mikrofonie sind vor allem zwei Punkte zu beachten:

1) Zunächst sind alle Fehlerquellen auf ein Minimum zu beschränken, die auf ungünstigen mechanischen Aufbau zurückzuführen sind. Der vor allem durch den Lautsprecher übertragene Körperschall macht es erforderlich, sowohl den Lautsprecher als auch den Tuner selbst in Gummi zu lagern. Jedes Vibrieren von Schaltstrahlen oder lose über diese gezogene Isolierschläuche im Oszillator lassen bereits störende Kapazitätsänderungen auftreten. Bei Versuchen zeigte sich, daß zum Beispiel die Hohlachse der Feinabstimmung eines Tuners wackelte und dadurch einen Störfrequenzhub von $\pm 30 \text{ kHz}$ hervorrief. Ebenso können Eigenresonanzen unzureichend befestigter Blechabschirmungen des Tuners oder an längeren Drahtenden angelötete Kondensatoren oder Widerstände starke Frequenzänderungen hervorrufen. Sind alle diese Dinge berücksichtigt, dann kann eine weitere Ursache für das Auftreten von Mikrofonie die Oszillatorröhre selbst sein.

2) Ändern sich zum Beispiel infolge mechanischer Erschütterungen die Röhrenkapazitäten, so ändert sich ebenfalls die Oszillatorfrequenz, und dabei kann die bereits erwähnte zulässige Grenze überschritten werden. Die Prüfung einer Röhre auf Mikrofonieempfindlichkeit im Tuner ist außerordentlich schwierig, weil bereits ein geringes Bewegen der Röhre in der Fassung die wirksame Länge der Röhrenstifte, das heißt die Induktivität, und damit die Oszillatorfrequenz verändert. Es wurden beispielsweise nur beim Bewegen einer Röhre, ohne daß an die Röhre geklopft wurde, Frequenzänderungen von $\pm 10 \text{ kHz}$ gemessen ($f \approx 260 \text{ MHz}$).

Um einen Überblick darüber zu haben, in welchen Grenzen die Kreiskapazität eines Schwingkreises überhaupt schwanken darf, damit keine sichtbare Mikrofonie auftritt, kann man die Schwingungsformel differenzieren und erhält

$$\omega^2 L \cdot C = 1 \quad \omega = (L \cdot C)^{-1/2} \quad \frac{d\omega}{dC} = -\frac{1}{2} (L \cdot C)^{-3/2} \cdot L \\ \frac{d\omega}{dC} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\omega}{L \cdot C} \cdot L \\ dC = -2C \frac{d\omega}{\omega}, \quad (1)$$

worin $d\omega$ die maximal zulässige Verstimmung, ω die Resonanzfrequenz ($f = 260 \text{ MHz}$), C die Kreiskapazität (im allgemeinen maximal 12 pF).

$$\Delta C = -2 \cdot C \cdot \frac{\Delta f}{f} \quad (2) \\ \Delta C = 2 \cdot 12 \cdot \frac{7,5}{260000}$$

$$\Delta C_{\text{max}} = \pm 0,35 \cdot 10^{-3} \text{ pF}$$

Diese Bedingung erfordert sehr geringe Kapazitätsänderungen der Röhre, die, in den Schwingkreis transformiert, keine größeren Kreiskapazitätsänderungen als ΔC_{max} hervorrufen dürfen.

Wie später dargelegt wird und wie es auch die Praxis zeigt, beeinflussen Kapazitätsänderungen von C_{ag} (Bild 2) die Frequenz besonders stark. Zur Berechnung des Einflusses von C_{ag} kann man das T-Glied, gebildet aus C_k , C_{gk} und C_{ag} , durch die gleichwertige π -Schaltung mit den Kondensatoren C_x , C_y und C_z (Bilder 2 und 3) ersetzen.

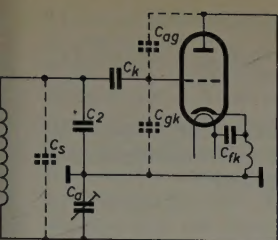


Bild 2. Prinzipschaltung eines Colpitts-Oszillators im FS-Tuner

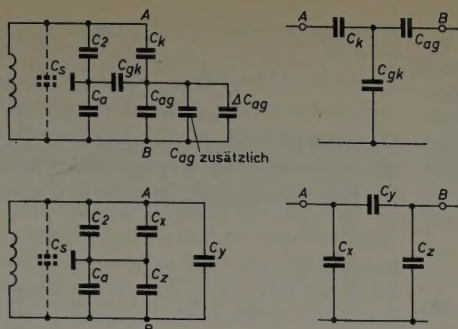


Bild 3. Umwandlung eines T-Gliedes in ein pi-Glied

Umwandlung des T-Gliedes in ein pi-Glied:

$$\begin{aligned} \frac{1}{C_x} &= \left(\frac{1}{C_k \cdot C_{gk}} + \frac{1}{C_{gk} \cdot C_{ag}} + \frac{1}{C_{ag} \cdot C_k} \right) \cdot C_{ag} \\ \frac{1}{C_y} &= \left(\frac{1}{C_k \cdot C_{gk}} + \frac{1}{C_{gk} \cdot C_{ag}} + \frac{1}{C_{ag} \cdot C_k} \right) \cdot C_{gk} \\ \frac{1}{C_z} &= \left(\frac{1}{C_k \cdot C_{gk}} + \frac{1}{C_{gk} \cdot C_{ag}} + \frac{1}{C_{ag} \cdot C_k} \right) \cdot C_k \end{aligned} \quad (3)$$

Es wird dann

$$C_{\text{Kreis ges}} = C_s + \frac{(C_2 + C_x)(C_a + C_z)}{C_2 + C_x + C_a + C_z} + C_y \quad (4)$$

Eine nähere Nachprüfung ergibt, daß die ersten beiden Glieder der rechten Seite durch ΔC (Bild 3) praktisch nicht verändert werden, während C_y einen Beitrag zur Änderung von C_{ges} liefert, und zwar (vgl. Anhang 1)

$$C_y = \frac{C_k (C_k + C_{gk})}{(C_k + C_{gk} + C_{ag})^2} \cdot \Delta C \quad (5)$$

In der Praxis hat sich nun gezeigt, daß man eine wesentliche Verminderung des Einflusses von ΔC_{ag} auf die Gesamt-Kreiskapazität $C_{\text{Kreis ges}}$ erhält, wenn die Forderung

$$\frac{C_k (C_k + C_{gk})}{(C_k + C_{gk} + C_{ag})^2} \leq 0,6$$

erfüllt ist. Berücksichtigt man, daß C_{ag} im allgemeinen erheblich kleiner ist als C_k und besonders als C_{gk} , so kommt man zu der einfacheren Bedingung, daß C_k kleiner sein soll als $1,5 C_{gk}$, zweckmäßigerweise sogar kleiner als C_{gk} .

Es wurden zunächst Rechnung und Messung mit den Werten einer üblichen Tunerschaltung durchgeführt.

Wird nach Gl. (4) ΔC_{ges} für die Kapazitäten $C_a = 12 \text{ pF}$, $C_2 = 7 \text{ pF}$, $C_k = 10 \text{ pF}$, $C_{gk} = 5 \text{ pF}$, $C_s = 6 \text{ pF}$, $C_{ag}' = C_{ag} + C_{ag \text{ zus}} = 1,5 + 0,24 = 1,74 \text{ pF}$ einerseits und andererseits für $C_{ag}'' = C_{ag} + C_{ag \text{ zus}} + \Delta C_{ag} = 1,5 + 0,24 + 0,06 = 1,8 \text{ pF}$ errechnet, so ergibt sich bei etwa 12 pF Gesamtkapazität — dieser Wert wird allgemein durch die unvermeidlichen Kapazitäten der Schaltung und des mechanischen Schaltungsaufbaues erreicht — eine Änderung der Kreiskapazität von $\Delta C_{\text{ges}} = 0,05 \text{ pF}$. Das entspricht einer Frequenzänderung von $\Delta f \approx 0,21\%$, das sind bei $260 \text{ MHz} \approx 550 \text{ kHz}$. Bei Messung an einem Tuner, bei dem mit Hilfe eines Trimmers $\Delta C_{ag} = 0,06 \text{ pF}$ eingestellt werden konnte, ergab sich für Δf etwa 600 kHz .

Wird dieser Wert umgerechnet auf den zulässigen Störfrequenzhub von $\Delta f = \pm 3,75 \text{ kHz}$, so erhält man für die maximale C_{ag} -Änderung, die auftreten darf, damit keine störende Mikrofonie entsteht,

$$\Delta C_{ag} = \frac{7,5 \cdot 60 \cdot 10^{-3}}{600} = \pm 0,375 \cdot 10^{-3} \text{ pF}$$

Man kann nun durch Schaltungsänderungen den so kritischen Einfluß von ΔC_{ag} vermindern.

Führt man die Rechnung entsprechend Gl. (5) (Bild 3) bei einem verkleinerten $C_k = 5 \text{ pF}$ wieder durch, dann ist die Frequenzänderung

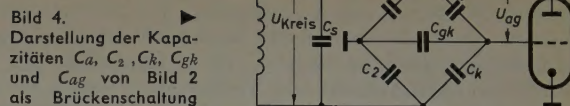


Bild 4. Darstellung der Kapazitäten C_a , C_2 , C_k , C_{gk} und C_{ag} von Bild 2 als Brückenschaltung

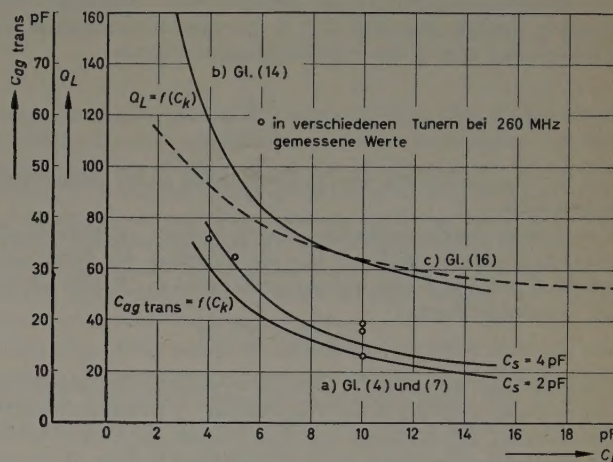


Bild 5. Abhängigkeit von $C_{ag \text{ trans}}$ und Q_L von C_k

nur noch $0,15\%$, das sind bei 260 MHz nur 390 kHz (die Messung ergab 350 kHz). Daraus folgt eine um 40% größere noch zulässige Kapazitätsänderung ΔC_{ag} nach den erwähnten Voraussetzungen.

$$\Delta C_{ag} \approx \pm 0,525 \cdot 10^{-3} \text{ pF},$$

das heißt, die Mikrofonieempfindlichkeit ist, bezogen auf den ursprünglichen Wert, um 40% geringer.

Man muß daher versuchen, die an C_{ag} wirksame Kapazität so groß wie möglich zu machen. Die Gesamt-Kreiskapazität übersetzt sich mit dem Quadrat des Verhältnisses der Teilkapazitäten. Einen wesentlichen Einfluß hat dabei die Verringerung des Wertes von C_k . Die mehrfache Spannungsteilung über C_a , C_2 — C_k — C_{gk} , C_{ag} läßt sich beispielsweise als Brückenschaltung darstellen und mit Hilfe des Helmholtzschen Satzes [2] berechnen (Bild 4).

Das Übersetzungsverhältnis wird dann

$$\begin{aligned} n &= \frac{U_{ag}}{U_{\text{Kreis ges}}} \\ &= \frac{C_k}{C_{ag} + C_k} \left(1 - \frac{C_{gk}}{C_k} \cdot \frac{C_a \cdot C_k - C_2 \cdot C_{ag}}{(C_a + C_2)(C_{ag} + C_k + C_{gk}) + C_{gk}(C_{ag} + C_k)} \right) \end{aligned} \quad (6)$$

Die an C_{ag} übersetzte Kapazität ist

$$C_{ag \text{ trans}} = \frac{C_{\text{Kreis ges}}}{n^2} \quad (7)$$

Im Bild 5 (Kurven a) ist unter Verwendung der Gl. (4) und (7) der Verlauf der an C_{ag} wirksamen transformierten Kapazität in Abhängig-

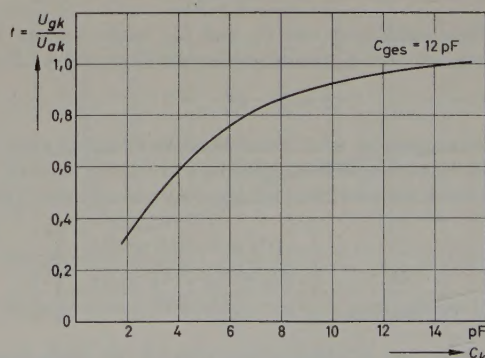


Bild 6. Rückkopplungsverhältnis f als Funktion von C_k

keit von C_k aufgetragen. Gleichzeitig sind einige bei 260 MHz gemessene Werte von $C_{ag\text{trans}}$ angegeben. Die Differenz zwischen den Rechen- und Meßwerten ist aus den bei 260 MHz auftretenden Leitungsinduktivitäten zu erklären. Es ist ersichtlich, daß bei größer werdender Kreiskapazität oder Verkleinerung von C_k die vom Kreis an die Röhre transformierte Kapazität $C_{ag\text{trans}}$ zunimmt und damit die Mikrofonieempfindlichkeit geringer wird. Allerdings sind hier Grenzen gesetzt. Wie aus Bild 6 hervorgeht, verkleinert sich bei Verringerung von C_k das Rückkopplungsverhältnis

$$t = \frac{U_{gk}}{U_{ak}}, \quad (8)$$

das für eine geforderte Oszillatorspannung einen definierten Wert haben muß.

Um in einer Oszillatorschaltung Schwingungen aufrecht erhalten zu können, müssen die Steilheit S_{eff} , die Impedanz des Anodenschwingkreises Z und das Rückkopplungsverhältnis t so gewählt werden, daß die Schwingbedingung

$$S_{\text{eff}} \cdot Z \cdot t \geq -1 \quad (9)$$

erfüllt ist. Der Wert von S_{eff} ist nicht vergleichbar mit der Steilheit im Arbeitspunkt oder der Anschlagsteilheit; er ist diesen Werten nicht proportional. Bei Annahme von $S_{\text{eff}} = \text{const}$ und kleiner werdendem Rückkopplungsverhältnis t muß Z vergrößert werden, damit die beispielsweise geforderte Richtspannung am Oszillator von etwa $6 \dots 8 V_{\text{eff}}$ erhalten bleibt. Der Gütefaktor der allgemein benutzten Oszillatorspulen liegt bei Frequenzen von 260 oder 220 MHz bei $Q_L = 40 \dots 50$ oder 90. Er konnte auf $Q_L = 78$ bzw. 132 erhöht werden, indem an Stelle des dünnen Silberdrahtes ein Silberband von $3 \times 0,6$ mm verwendet und der Durchmesser von 6 mm auf 10 mm (durch Aufschieben eines Trolitulkörpers) vergrößert wurde. Das bedeutet im Mittel eine Erhöhung der Güte um etwa 50%. Hierbei ist zu beachten, daß bei zu tiefem Eintauchen des Spulenkernes (Metall) die Dämpfung unnötig vergrößert wird. Man sollte deshalb die Frequenzvariation nur so groß wie unbedingt nötig (etwa $2 \dots 3$ MHz) machen, im Gegensatz zu bisher teilweise üblichen Frequenzänderungen von $5 \dots 8$ MHz.

Liegen zum Beispiel die Maximalwerte von Q_L und S_{eff} fest, so ergibt sich für die Rückkopplungsbedingung folgender Zusammenhang. Die Formel für die Schwingkreisimpedanz lautet

$$Z' = \frac{L}{r \cdot C_{\text{Kreis ges}}} \quad (10)$$

Der Spule L mit dem Verlustwiderstand r liegen im Bild 7 die Kapazitäten

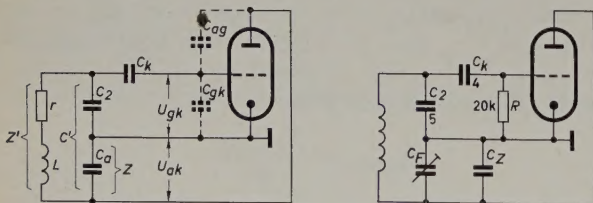


Bild 7 (links). Oszillator-Prinzipschaltung unter Berücksichtigung der Spulengüte $Q_L = \omega L/r$. Bild 8 (rechts). Verbesserte Oszillator-Prinzipschaltung $C_F + C_Z = C_a = 15$ pF (Feintuner + Zusatzkondensator)

azität C' , die Serienschaltung von C_a und C_2 , sowie weitere Teilerkapazitäten parallel. Das Kapazitätsteilerverhältnis sei p ; dann ist

$$Z = Z' \cdot p^2$$

Die Schwingkreisimpedanz wird unter Berücksichtigung aller dieser Kapazitäten des Spannungsteilers, gebildet aus $C_a + C_2$ und $C_2 + C_x$ (Bild 3), quadratisch transformiert im Anodenkreis wirksam. Dann ist

$$Z = \frac{L}{r \cdot C_{\text{Kreis ges}}} \cdot \left[\frac{(C_a + C_2)(C_2 + C_x)}{C_a + C_2 + C_2 + C_x} \right]^2 \quad (11)$$

Berücksichtigt man den Gütefaktor $Q_L = \omega L/r$, so erhält man mit Hilfe von Gl. (3)

$$Z = \frac{Q_L}{\omega} \cdot \frac{1}{C_{\text{Kreis ges}}} \cdot \left[\frac{C_{gk} \cdot C_k + C_2 (C_{ag} + C_{gk} + C_k)}{C_{gk} (C_k + C_{ag}) + (C_a + C_2)(C_{ag} + C_{gk} + C_k)} \right]^2 \quad (12)$$

Das Rückkopplungsverhältnis $t = U_{gk}/U_{ak}$ ist umgekehrt proportional den entsprechenden Kapazitäten (Bild 7). Man erhält wiederum nach der Brückenschaltung im Bild 4 (siehe auch Bild 6)

$$t = \frac{U_{gk}}{U_{ak}} = \frac{C_a + C_2}{C_{gk} + C_2 \cdot \frac{(C_a + C_2)(C_k + C_{ag} + C_{gk}) + C_{gk}(C_{ag} + C_k)}{C_a \cdot C_k - C_2 \cdot C_{ag}}} \quad (13)$$

Gl. (12) und (13) in Gl. (9) eingesetzt, ergibt (vgl. Bild 5, Kurven b)

$$S_{\text{eff}} \cdot \frac{Q_L}{\omega} \cdot \frac{1}{C_{\text{Kreis ges}}} \cdot \left[\frac{C_{gk} \cdot C_k + C_2 (C_{ag} + C_{gk} + C_k)}{C_{gk} (C_k + C_{ag}) + (C_a + C_2)(C_{ag} + C_{gk} + C_k)} \right]^2 \cdot \frac{C_a + C_2}{C_{gk} + C_2 \cdot \frac{(C_a + C_2)(C_k + C_{ag} + C_{gk}) + C_{gk}(C_{ag} + C_k)}{C_a \cdot C_k - C_2 \cdot C_{ag}}} \geq -1 \quad (14)$$

Die Ableitung für eine vereinfachte Formel zeigen Anhang 2 und Bild 5, Kurven c. Da die Größen der konzentrierten Kreisinduktivität und der Kapazität durch die bei 260 MHz bereits ins Gewicht fallenden Leitungsinduktivitäten (Schalter, Feder und unvermeidliche Zusatzkapazitäten) begrenzt sind, liegt Q_L und damit die Größe von C_k fest. Mit Hilfe des Übersetzungsverhältnisses nach Gl. (7) läßt sich annähernd die an C_{ag} transformierte Kapazität ermitteln und damit eine Aussage machen, bei welchen C_{ag} -Änderungen bereits Mikrofoniestörungen auftreten können. Bei Frequenzen von über etwa 50 MHz bestimmt der Eingangswiderstand bei den meisten heute gebräuchlichen Oszillatorröhren die Größe der Bedämpfung des Oszillatorschwingkreises. Damit jede zusätzliche Bedämpfung vermieden und der Stromflußwinkel und damit auch der Oberwellengehalt (Störstrahlung im Fernsehband IV) geringer werden, sollte der Gitterwiderstand R_g so groß wie möglich sein, ohne daß jedoch Überspringen des Oszillators auftritt.

Wird in der Oszillatorschaltung bei Erhöhung von Q_L das Rückkopplungsverhältnis t entsprechend geändert, das heißt, bei gleicher Oszillatorrichtspannung ($U_{g\text{osz}} = 6 \dots 8$ V) wird die Röhre loser an den Kreis gekoppelt, dann ergibt sich eine Schaltung (Bild 8) mit den Werten $C_a = 15$ pF, $C_2 = 5$ pF, $C_k = 4$ pF. Man erhält rechnerisch und nach Messung bei Änderung von $C_{ag}' = 1,74$ pF auf $C_{ag}'' = 1,8$ pF bei 260 MHz eine Frequenzänderung von $\Delta f \approx 250$ kHz und damit eine zulässige Kapazitätsänderung $\Delta C_{ag} \approx \pm 0,9 \cdot 10^{-3}$ pF. Das bedeutet eine weitere Herabsetzung der Mikrofonieempfindlichkeit um ungefähr 20% im Fernsehband III infolge Erhöhung von Q_L .

Aus den direkten Messungen der transformierten Kapazitäten bestätigt sich etwa dieses Ergebnis, und es ist interessant zu sehen, welche Änderungen von Röhrenkapazitäten nicht so wesentlich sind, da sehr große transformierte Kreiskapazitäten dann diesen Röhrenkapazitäten parallel liegen.

Es wurden zum Beispiel folgende transformierten Kapazitäten an den Röhrenelektroden in einer Oszillatorschaltung nach Bild 8 gemessen:

$$\begin{aligned} C_{fk} &= 8200 \text{ pF}^1) & C_{ak} &= 75,6 \text{ pF} \\ C_{gk} &= 363 \text{ pF} & C_{ag} &= 31,6 \text{ pF} \end{aligned}$$

Beim Empfang von Sendern in dem Fernsehband IV, also bei UHF, wird zum Beispiel bei Verwendung der sogenannten UHF-Strips von der Mischung mittels einer Harmonischen Gebrauch gemacht. Liegt ein VHF-Oszillator in seiner Mikrofonieempfindlichkeit nur wenig unter der Grenze der zulässigen Frequenzvariation, dann würde ohne zusätzliche Maßnahmen an den Strips die zulässige Frequenzänderung bei der dritten oder vierten Oberwelle und damit auch die Mikrofonieempfindlichkeit viel zu groß sein.

Wie amerikanische Untersuchungen [3] zeigen, sind bei sorgfältigem Aufbau des Tuners bzw. der Strips Möglichkeiten vorhanden, die

¹⁾ Gemessen direkt am Röhrenpreßteller unter Berücksichtigung der üblichen Leitungsinduktivitäten im Trommeltuner

Störstrahlungsanforderungen der Deutschen Bundespost bei UHF zu erfüllen.

Meist wird Doppelüberlagerung angewandt und ein Übersetzungsverhältnis $n = 3$ verwendet. Bei einer Eingangsfrequenz von beispielsweise 578,5 MHz und einer zweiten ZF von 36 MHz ist dann die oberste Oszillatorfrequenz maximal 154 MHz. Der Störfrequenzhub ist hierbei zwar auch dreimal so groß, doch kann man bei 154 MHz die Spulengüte Q_L mit Windungen dickeren Drahtes von 1,5 mm \varnothing , aufgewickelt auf einen Trolitulkörper von 10 mm \varnothing mit HF-Eisenkern, gegenüber einem Spulendraht von 0,6 mm \varnothing auf Pertinaxrohr von 6 mm \varnothing (mit Aluminiumkern) um fast 100% erhöhen ($Q_L \approx 90$) und damit noch loser ankoppeln, z.B. $C_k = 2$ pF machen. Man erhält dann bei $\Delta C_{ag} = 0,06$ pF eine Frequenzänderung von $\Delta f \approx 40$ kHz. Wie Bild 9 zeigt, kann diese losere Ankopplung des Strips ohne Änderung eines bereits bestehenden Tuners vorgenommen werden.



Bild 9. Links: bisheriger Oszillatorstreifeneinsatz; rechts: verbesserter Oszillatorstreifeneinsatz für FS-Band IV

Im Kanal 28, also von 590 ... 598 MHz, kann demnach unter Berücksichtigung der zulässigen Störspannung an der Bildröhre eine maximale Änderung von ΔC_{ag} in der Röhre um etwa $\pm 2 \cdot 10^{-3}$ pF zugelassen werden, das heißt, die Mikrofonieempfindlichkeit ist bei Anwendung der dritten Harmonischen als Oszillatorfrequenz nur noch halb so groß wie im Band III.

2. Maßnahmen zur Verminderung von Frequenzänderungen infolge Temperaturschwankungen

Durch losere Ankopplung des Kreises an die Röhre werden auch alle Röhrenkapazitätsänderungen, die infolge Betriebsspannungsänderungen entstehen, die Frequenz weniger beeinflussen. Bild 10 zeigt den Verlauf der Frequenzänderung in Abhängigkeit von Schwankungen des Heizstroms und der Anodenspannung.

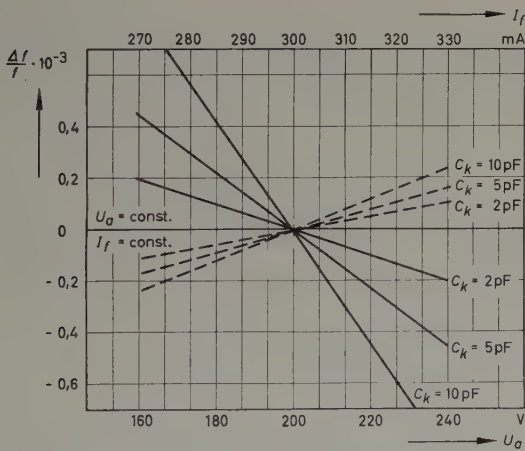


Bild 10. Frequenzverlauf in Abhängigkeit von Heizstrom und Anodenspannung bei einer Oszillatorfrequenz von 220 MHz

Da die Kreisinduktivitäten und -kapazitäten temperaturabhängig sind, ist eine Temperaturkompensation mit Kondensatoren entsprechender Temperaturkoeffizienten erforderlich. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß die Variation der Feinabstimmung infolge Temperaturschwankungen nicht in die Oszillatorfrequenz eingeht, da die Kapazitätsänderung der Feinabstimmung des Tuners sehr klein gegen C_g und C_a selbst nur über das Teilverhältnis in die Gesamt-Kreiskapazität eingeht.

Bei Betrachtung der Frequenzänderung als Funktion der Temperatur erweist es sich als zweckmäßig, zwei Zeiten zu unterscheiden:

- 1) Anheizzeit (= Temperaturgleichgewicht der Röhre nach etwa 4...7 min),
- 2) Einlaufzeit (= Temperaturgleichgewicht des gesamten Tuners nach etwa 20...45 min).

Den Frequenzverlauf während der Anheizzeit zeigt Bild 11. Um diese Kurve zu erhalten, muß der Einfluß frequenzbestimmender Teile

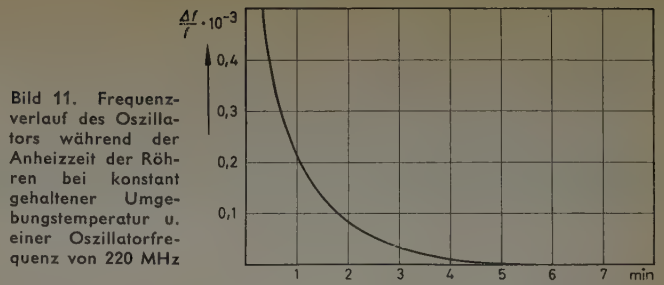


Bild 11. Frequenzverlauf des Oszillators während der Anheizzeit der Röhren bei konstant gehaltener Umgebungstemperatur u. einer Oszillatorfrequenz von 220 MHz

mit temperaturabhängigem Wert ausgeschaltet werden. Dann erfaßt man ausschließlich den Anheißvorgang, der im wesentlichen von den Röhreneigenschaften abhängt. Nach etwa 2 Minuten ist die relative Abweichung $\Delta f/f$ von der Endfrequenz nur noch 10^{-4} . Die Frequenzschwankungen sollten nach dieser Zeit bis zum Erreichen des Betriebszustandes im Fernsehempfänger ebenfalls möglichst klein sein. Bild 12 zeigt die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Umgebungstemperatur; gleichmäßige Temperatur an allen Stellen des Tuners wird durch einen Heißluftstrom erreicht.

Bei diesem Versuch ist darauf zu achten, daß bei jeder Ablesung alle Teile gleiche Temperatur angenommen haben, das heißt, es muß vollständiger Temperaturausgleich eingetreten sein. Bei richtiger Wahl der keramischen Kondensatoren mit den entsprechenden TK-Werten lassen sich die Frequenzschwankungen im Rahmen der Ablesegenauigkeit kompensieren, zum Beispiel für Typ „IB/Sa“ (Valvo),

$$C_2 = 5 \text{ pF: TK} = -470 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$$

$$C_k = 4 \text{ pF: TK} = -150 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$$

$$C_z \text{ (parallel Feinabst.)} = 3 \text{ pF: TK} = -30 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}.$$

Um den Einfluß der ungleichmäßigen Wärmeleitung der im wesentlichen von den Widerständen und der schnell warm werdenden Röhre ausgehenden Wärme deutlich zu machen, wurde zunächst der temperaturkompensierte Tuner in einen geschlossenen Kasten gesetzt, gleichzeitig wurden Temperatur und Frequenzgang gemessen. Aus Bild 13 ist ersichtlich, daß man, abgesehen von der Anheizzeit, eine Frequenzänderung allein infolge der ungleichmäßigen Erwärmung aller Teile erhält. Baut man beispielsweise den Tuner in ein Gerät ein

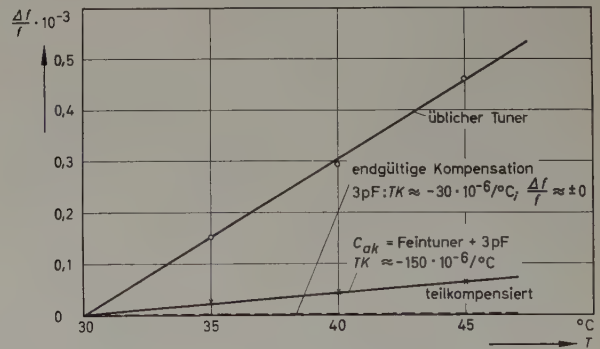


Bild 12. Frequenzverlauf in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur bei einer Oszillatorfrequenz von 220 MHz

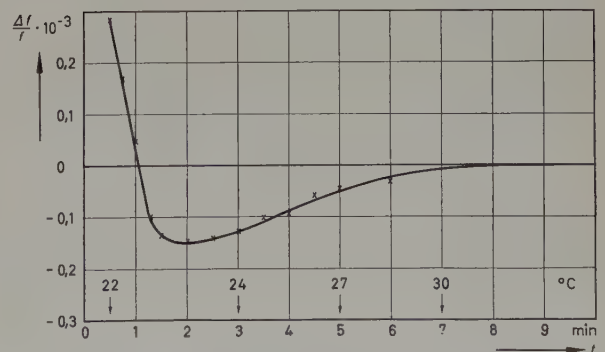


Bild 13. Verlauf der 220-MHz-Oszillatorfrequenz im geschlossenen Metallkasten. Die Temperatur wurde in Nähe der Fassungsfedern der PCF 80 gemessen

und mißt im betriebsmäßigen Zustand die Frequenzabweichungen, so erkennt man im Bild 14 (Kurve a), daß ein Wärmeausgleich erst nach etwa 20 Minuten stattgefunden hat, während bis zum Erreichen der maximalen Betriebstemperatur durch eine gleichmäßig verteilte Temperaturerhöhung keine Frequenzänderungen mehr auftreten.

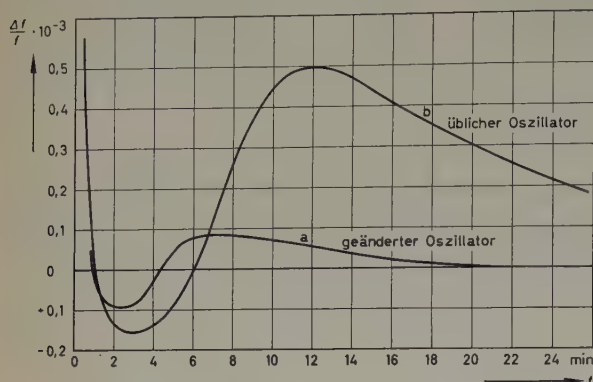


Bild 14. Frequenzverlauf der Oszillatorfrequenz 220 MHz, gemessen im FS-Gerät. Die Betriebs-temperatur erreichte 42°C nach einer Zeit von 45 min

Diese Frequenzkonstanz wurde durch richtige Bemessung der TK-Werte der Kondensatoren im Gegensatz zu einem handelsüblichen Tuner (Bild 13, Kurve b) erreicht. Wesentlich ist die Erkenntnis, daß also bei einem temperaturkompensierten Tuner der absolute Wert der Temperatur weniger interessiert als die Wärmeträgheit der einzelnen Schwingkreiskomponenten.

Anhang 1

Aus Gl. (3)

$$\frac{1}{C_y} = \left(\frac{1}{C_k \cdot C_{gk}} + \frac{1}{C_{gk} \cdot C_{ag}} + \frac{1}{C_{ag} \cdot C_k} \right) \cdot C_{gk}$$

ergibt sich

$$C_y = \frac{C_{ag} \cdot C_k}{C_{ag} + C_{gk} + C_k}$$

Setzt man für C_{ag} nun $C_{ag} + \Delta C$ ein, so ist

$$C_y = \frac{(C_{ag} + \Delta C) \cdot C_k}{C_{gk} + C_k + C_{ag} + \Delta C} = \frac{C_k \cdot C_{ag} \left(1 + \frac{\Delta C}{C_{ag}} \right)}{(C_k + C_{gk} + C_{ag}) \left(1 + \frac{\Delta C}{C_k + C_{gk} + C_{ag}} \right)}$$

Durch Reihenentwicklung wird

$$C_y = \frac{C_k \cdot C_{ag}}{C_k + C_{gk} + C_{ag}} \cdot \left(1 + \frac{\Delta C}{C_{ag}} - \frac{\Delta C}{C_k + C_{gk} + C_{ag}} + \frac{\Delta C^2}{(C_k + C_{gk} + C_{ag})^2} - \dots \right)$$

$$C_y = \frac{C_k \cdot C_{ag}}{C_k + C_{gk} + C_{ag}} + \frac{C_k \cdot C_{ag} \cdot \Delta C}{(C_k + C_{gk} + C_{ag}) \cdot C_{ag}} - \frac{C_k \cdot C_{ag} \cdot \Delta C}{(C_k + C_{gk} + C_{ag})^2}$$

Die quadratischen Glieder können vernachlässigt werden

$$C_y = \frac{C_k \cdot C_{ag}}{C_k + C_{gk} + C_{ag}} + \frac{\Delta C \cdot C_k \cdot (C_k + C_{gk} + C_{ag}) - \Delta C \cdot C_k \cdot C_{ag}}{(C_k + C_{gk} + C_{ag})^2} = \frac{C_k \cdot C_{ag}}{C_k + C_{gk} + C_{ag}} + \frac{C_k (C_k + C_{gk})}{(C_k + C_{gk} + C_{ag})^2} \cdot \Delta C$$

Anhang 2

Gl. (11) in die Schwingungsgleichung (9) eingesetzt, ergibt

$$S_{\text{eff}} \cdot \frac{Q_L}{\omega} \cdot \frac{1}{C_{\text{Kreis ges}}} \left[\frac{(C_a + C_z)(C_2 + C_x)}{C_a + C_z + C_2 + C_x} \right]^2 \cdot t \geq -1 \quad (15)$$

Vernachlässigt man C_x und C_z , da C_x und C_z klein gegen C_2 und C_a , so erhält man den vereinfachten Ausdruck

$$S_{\text{eff}} \cdot \frac{Q_L}{\omega} \cdot \frac{1}{C_{\text{Kreis ges}}} \cdot \frac{C_2^2}{(C_a + C_2)^2} \cdot t \geq -1$$

Berücksichtigt man für das Rückkopplungsverhältnis t nur die Spannungsteilung über $C_k - C_{gk}$ (C_{ag} vernachlässigt), dann wird

$$S_{\text{eff}} \cdot \frac{Q_L}{\omega} \cdot \frac{1}{C_{\text{Kreis ges}}} \cdot \frac{C_2^2}{(C_a + C_2)^2} \cdot \frac{C_a}{C_2} \cdot \frac{C_k}{C_k + C_{gk}} \geq -1$$

$$S_{\text{eff}} \cdot \frac{Q_L}{\omega} \cdot \frac{1}{C_{\text{Kreis ges}}} \cdot \frac{1}{\left(\sqrt{\frac{C_a}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_a}} \right)^2} \cdot \frac{C_k}{C_k + C_{gk}} \geq -1 \quad (16)$$

Somit erhält man den Verlauf nach Bild 5, Kurve c.

Schrifttum

- [1] Förster, G.: Die Dimensionierung von Video-Endstufen. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 3, S. 84–86
- [2] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. I, S. 146–148. Berlin 1949, Verl. f. Radio-Foto-Kinotechn.
- [3] IRE-Transactions on Broadcast and Television Receivers, März 1958

(eingegangen am 26. Juni 1958)

Stereophonie

Die Einführung der Stereo-Schallplatte im Herbst 1958 hat die Stereophonie in den Vordergrund des Interesses gerückt. Obwohl die theoretischen Grundlagen dieser Technik seit Jahren bekannt sind, haben doch erst die während der letzten zwei Jahre geleisteten Entwicklungsarbeiten der Stereophonie zum Durchbruch verholfen. Um unseren Lesern einen Überblick über die Stereo-Technik zu geben, nennen wir nachstehend einige besonders bemerkenswerte Veröffentlichungen zu diesem Thema.

- [1] Stereophonie. Ein Weg zu neuem Hören. Funk-Technik Bd. 13 (1958) Nr. 11, S. 363
- [2] Stereophonische Aufnahme und Wiedergabe von Schall. Funk-Technik Bd. 13 (1958) Nr. 11, S. 364–366
- [3] Redlich, H., u. Klemp, H.-J.: Stereophonische Aufzeichnung von Schallplatten. Funk-Technik Bd. 13 (1958) Nr. 11, S. 367–369
- [4] Katzfrey, W., u. Schröder, F.-K.: Die Grundlagen des stereophonen Hörens. radio mentor Bd. 24 (1958) Nr. 6, S. 377–381
- [5] Schlechtweg, W.: Stereophone Schallaufnahmen. Elektrot. Z.-B. Bd. 10 (1958) Nr. 6, S. 240–242
- [6] Redlich, H., u. Klemp, H.-J.: Neue elektromechanische Zweikomponentenumsetzer für die stereophone Aufzeichnung nach dem Nadeltonverfahren. Telefunken-Ztg. Bd. 31 (1958) Nr. 120, S. 75–81
- [7] Schlechtweg, W.: Prinzipien der Zweikomponentenschrift bei der stereophonen Schallplatte. Funk-Technik Bd. 13 (1958) Nr. 12, S. 406–407
- [8] Schlechtweg, W.: Stereophonische Wiedergabe-Technik. Funkschau Bd. 30 (1958) Nr. 11, S. 275–276
- [9] Lohnt sich die Rundfunk-Stereophonie? Funk-Technik Bd. 13 (1958) Nr. 21, S. 709
- [10] Taeger, W.: Rundfunk-Stereophonie-Systeme. Funk-Technik Bd. 13 (1958) Nr. 22, S. 746–747
- [11] Enkel, F.: Die Übertragung räumlicher Schallfeldstrukturen über einen Kanal mit Hilfe unterschwelliger Pilotfrequenzen. Elektron. Rdsch. Bd. 12 (1958) Nr. 10, S. 347–349
- [12] Jubisch, H., u. Seidel, H.: Eine Methode zur stereophonen Übertragung von Rundfunk-Sendungen. Elektron. Rdsch. Bd. 12 (1958) Nr. 11, S. 377–382
- [13] Rundfunk-Stereophonie im Ausland. Funk-Technik Bd. 13 (1958) Nr. 22, S. 748
- [14] Gedanken über die Durchführung der Rundfunk-Stereophonie. Funk-Technik Bd. 13 (1958) Nr. 22, S. 748–749
- [15] Bertram, K.: Testschallplatte für die akustische Prüfung von Stereo-Wiedergabeanlagen. Funk-Technik Bd. 13 (1958) Nr. 22, S. 753–754
- [16] Schlechtweg, W.: Hinweise für die Aufstellung von Stereo-Anlagen in Wohnräumen und ihre technische Kontrolle. Funk-Technik Bd. 13 (1958) Nr. 23, S. 787–788
- [17] Stereo-Demonstration im Rundfunk. Funk-Technik Bd. 13 (1958) Nr. 24, S. 818
- [18] Ergebnisse einer Stereo-Demonstration im Rundfunk. Funk-Technik Bd. 14 (1959) Nr. 4, S. 102–103

Die Vierschicht-Diode – ein bistabiler Halbleiter-Zweipol

DK 621.315.592:621.3.06

Die Halbleitertechnik nahm in den letzten Jahren einen beispiellosen Aufschwung. Halbleiter-Bauelemente sind heute kennzeichnend für die Entwicklungstendenzen in der gesamten Elektrotechnik. Während in der Starkstromtechnik die neuen Silizium-Leistungsgleichrichter mit ihrer hohen spezifischen Belastbarkeit zunehmend Eingang finden, beherrscht in der Nachrichtentechnik und in der Elektronik der Transistor immer mehr das Feld. Zwar haben sich manche phantastische Prognosen, die man noch vor wenigen Jahren an die ersten Transistoren geknüpft hatte, nicht ganz erfüllt. Der Transistor wird die Röhre auch in Zukunft nicht völlig verdrängen, beide werden ihre typischen Anwendungsgebiete haben — doch ist die Entwicklung in der Halbleitertechnik noch viel zu sehr in Fluß, als daß man hier schon klare Grenzen abstecken könnte. Ferner ist anzunehmen, daß im Zuge des technischen Fortschritts außer einer stetigen Verbesserung der bisherigen Typen weitere Bauelemente auf Halbleiterbasis mit mehr oder weniger neuartigen Eigenschaften entwickelt werden, wobei allerdings abzuwarten bleibt, welche von ihnen jeweils kommerzielle Bedeutung erlangen werden.

In jüngster Zeit hat sich zur Reihe der bekannten Halbleiter-Bauelemente, wie Diode, Transistor, Spacistor, Dynistor usw., ein weiteres Element hinzugesellt, dem zweifellos eine große Zukunft bevorsteht: die Vierschicht-Diode (Four-Layer Diode). Die folgenden Ausführungen sollen die charakteristischen Eigenschaften dieses neuen Halbleiter-Zweipols darlegen sowie seine vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten als bistabiles elektronisches Bauelement an Hand einiger Schaltungsbeispiele aufzeigen.

1. Wirkungsweise

1.1 Die Vierschicht-Diode als Schalter

Die neue Silizium-Vierschicht-Diode — eine Entwicklung von Nobel-preisträger Dr. W. Shockley, Leiter des Shockley-Laboratoriums der Beckman Instruments Inc. in Kalifornien — ist ein steuerbarer Schalter, der sich wie jeder Schalter in zwei stabilen Zuständen befinden kann:

- einem „offenen“ Zustand, entsprechend einem Widerstand von 10...100 M Ω und
- einem „geschlossenen“ Zustand, entsprechend einem Widerstand von 3...30 Ω zwischen seinen beiden Klemmen (Bilder 1a und 1b).

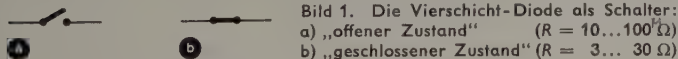


Bild 1. Die Vierschicht-Diode als Schalter:
a) „offener Zustand“ ($R = 10 \dots 100 \Omega$)
b) „geschlossener Zustand“ ($R = 3 \dots 30 \Omega$)

Dabei ist es bei der Vierschicht-Diode ein besonderes Novum gegenüber anderen, bereits bekannten Halbleiterelementen (z. B. „Solid State Thyatron“), die ebenfalls als steuerbare Schalter fungieren, daß die Umschaltung von einem Zustand in den anderen nicht über eine spezielle Steuerelektrode erfolgt, sondern ausschließlich durch die an der Diode liegende Spannung oder den die Diode durchfließenden Strom. Die Vierschicht-Diode ist also grundsätzlich als Zweipol aufzufassen.

Demgemäß liegt auch dem vom Erfinder vorgeschlagenen Symbol für die Vierschicht-Diode das herkömmliche Schaltzeichen für eine Kristall-Diode zugrunde (Bild 2). Es soll aber zugleich eine Kombination von Diode und offenem Stromkreis darstellen. Die Polarität der Diode ist dabei dadurch festgelegt, daß die Spitze die Stromrichtung im geschlossenen Zustand anzeigt, also in Durchlaßrichtung weist. Polung in Durchlaßrichtung bedeutet aber, daß die äußere

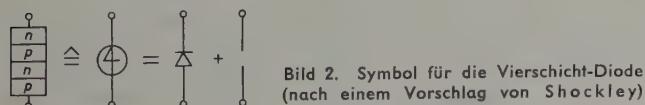


Bild 2. Symbol für die Vierschicht-Diode (nach einem Vorschlag von Shockley)

p -Schicht dem positiven Pol, die äußere n -Schicht dem negativen Pol einer angeschlossenen Spannungsquelle zugeordnet ist. Das Symbol gemäß Bild 2 kennzeichnet die Vierschicht-Diode insofern sehr einprägsam, als man das Zeichen innerhalb des Kreises auch als „4“ lesen kann, womit die vier Halbleiterschichten ($n-p-n-p$) angedeutet sind.

1.2 Schaltcharakteristik und Kennwerte

Die Schaltcharakteristik der Vierschicht-Diode erhält man zum Beispiel mit einer 50-Hz-Prüfschaltung nach Bild 3a; das entsprechende Oszillogramm ist im Bild 3b dargestellt.

Sobald die an der Vierschicht-Diode liegende Spannung die „Schaltspannung“ U_b überschreitet, schaltet die Diode vom offenen (hochohmigen) in den geschlossenen (niederohmigen) Zustand um, vorausgesetzt, daß ein ausreichender Strom fließen kann, um den geschlossenen Zustand aufrechtzuerhalten. Der hierfür notwendige Mindest-

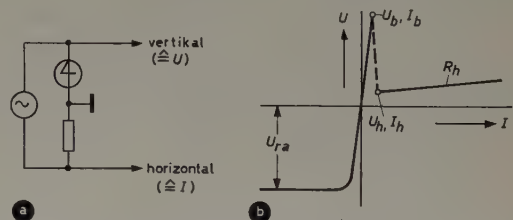


Bild 3. a) Wechselspannungsmeßkreis der Vierschicht-Diode b) Charakteristisches Oszillogramm (Schaltcharakteristik) der Vierschicht-Diode

strom wird „Haltestrom“ genannt und den zugehörigen Werten von Strom und Spannung der Index „h“ (holding) zugeordnet, also I_h und U_h (s. Bild 3b). Sinkt der die Vierschicht-Diode durchfließende Strom — auf Grund der Bedingungen, die durch den äußeren Schaltkreis vorgegeben sind — unter die I_h -Grenze ab, so schaltet die Diode in den offenen Zustand zurück. Die I - U -Werte, bei denen die Diode vom offenen in den geschlossenen Zustand umschaltet, sind durch den Index „b“ (breakdown) gekennzeichnet, also I_b und U_b .

Wird die angelegte Spannung in ihrer Polarität umgekehrt (bei der im Bild 3a gezeigten Prüfschaltung mit 50-Hz-Wechselspannung ist das beispielsweise der Fall), die Vierschicht-Diode also in Sperrichtung betrieben, so tritt bei Erreichen einer bestimmten Schwellenspannung U_{ra} („Durchbruchspannung“) ein Strom-„Durchbruch“ in Sperrichtung auf. Der Index „ra“ bedeutet „reserve avalanche“, ein bei allen in Sperrichtung beanspruchten Halbleiterdioden bekannter Effekt (in der angelsächsischen Literatur manchmal auch mit „reverse breakdown“ bezeichnet). Der physikalische Grund für dieses charakteristische Verhalten liegt bei der $p-n$ -Flächendiode darin, daß mit ansteigender Spannung das elektrische Feld in unmittelbarer Nähe der $p-n$ -Grenzschicht entsprechend ansteigt. An sich kann bei Betrieb in Sperrichtung — vom minimalen temperaturabhängigen Sättigungsstrom abgesehen — zunächst kein Strom fließen, da die freien Löcher der p -Schicht und die freien Elektronen der n -Schicht von der $p-n$ -Grenzzone abgezogen werden und nicht durch sie hindurchdiffundieren können. Bei hoher elektrischer Feldstärke werden aber teilweise Elektronen direkt aus den Valenzbanden des Kristallgitters herausgerissen, oder aber die wenigen freien Elektronen und Löcher des Sättigungsstromes werden so beschleunigt, daß diese beim Zusammenstoßen mit den Kristallatomen ihrerseits Elektronen oder Löcher heraus schlagen, ein Vorgang, der in jedem Falle rasch kumulativ verläuft (avalanche = Lawine). Dadurch wird die anliegende Spannung begrenzt, während der Strom durch die Diode rapide ansteigt (Zenereffekt).

Die beiden wichtigsten Parameter, die für die schaltungstechnische Anwendung der Vierschicht-Diode maßgebend sind, sind Schalt-

spannung U_b und Schaltstrom I_b . Genaugenommen ist es jedoch so, daß diese Größen (auch I_b und U_b) nicht allein schon durch die Diode selbst gegeben sind, sondern auch noch durch die Dimensionierung der Schaltung bestimmt werden. Tatsächlich ist jedoch in den meisten Fällen die Abhängigkeit der Diodenkonstanten vom Schaltkreis vernachlässigbar klein, so daß sie ohne besondere Korrektur bei der Auslegung der Schaltung in Ansatz gebracht werden können. Näheres hierüber ist der grundlegenden Arbeit [1] zu entnehmen.

Der Widerstand der Diode im Durchlaßbereich ist durch R_h gegeben, d. h. durch die Steigung der U - I -Kennlinie für hohe Stromwerte ($> I_h$). Für die im *Shockley Semiconductor Laboratory* hergestellten Vierschicht-Dioden sind R_h -Werte von 1...20 Ω charakteristisch. Dem Haltestrom entspricht auf der Kennlinie die „Haltespannung“ U_h , die typische Werte von 1...2 V hat. Desgleichen ergeben sich für die Schaltspannung U_b bei den von obigem Labor hergestellten Dioden typische Werte von 20...50 V, in Stufen zu je 10 V, während der „Schaltstrom“ I_b einige hundert Mikroampere ist. I_b spielt in manchen Schaltungen insofern eine Rolle, als mit ihm unter bestimmten Bedingungen ebenfalls die Umschaltung der Diode gesteuert werden kann.

Dioden mit einem niedrigen Durchlaßwiderstand (etwa 1 Ω) können Ströme von 50 mA und mehr aufnehmen, ohne die zulässige Verlustleistung zu überschreiten. Bei Anwendung besonderer Maßnahmen zur Wärmeabfuhr kann der Durchlaßstrom noch erheblich gesteigert werden. Vorstehende Werte sind Richtwerte, jedoch lassen sich die Kennwerte einer Diode stark variieren. So können zum Beispiel bedarfsweise Schaltspannungen U_b zwischen 10 und 100 V erreicht werden, desgleichen auch Schaltströme I_b bis zu mehreren Milliampere.

Da sich in der Produktion die Kennwerte der Vierschicht-Diode steuern lassen, kann man eine Vielzahl von Typen herstellen, was der Anpassung dieses Bauelements an die jeweiligen schaltungstechnischen Erfordernisse sehr zugute kommt.

1.3 Äquivalente Komplementär-Transistorschaltung

Die Komplementär-Transistorschaltung nach Bild 4 hat die gleichen Eigenschaften wie die aus Silizium hergestellte Vierschicht-Diode.

An Hand einer solchen Transistorschaltung läßt sich die Arbeitsweise der Vierschicht-Diode gut analysieren. Außer den beiden komplementären Transistoren, einem p - n - p -(1) und einem n - p - n -(2) Typ, ist eine Schaltodiode (3) so angeordnet, daß ihre Polung mit derjenigen der beiden Kollektoranschlüsse übereinstimmt, zwischen denen sie sich befindet. Die folgende Betrachtung über die Funktion dieser Schaltung läßt sich (nach Shockley) auch direkt auf die Vierschicht-Diode übertragen.

Man betrachte zunächst einmal die beiden Widerstände, die den Emitter-Grenzschichten der Transistoren parallelgeschaltet sind. An die beiden Klemmen der Schaltung sei eine kleine Spannung in Durchlaßrichtung angelegt; in diesem Falle ist der Widerstand der p - n - oder n - p -Grenzschicht im Vergleich zum jeweils parallelliegenden Widerstand relativ hoch. Das elektrostatische Potentialgefälle an der p - n -Grenzschicht ist durch die angelegte geringe Spannung noch nicht so weit abgebaut, daß ein größerer Teil der auf der p -Seite vorhandenen Löcher kraft ihrer thermischen Energie die „Potentialmauer“ überwinden könnte, um durch die Grenzschicht hindurchzudiffundieren. Umgekehrt werden auch nur wenige freie Elektronen von der n -Seite zur p -Seite gelangen. Die hier für die p -Schicht als Emitter des Transistors 1 und dessen p - n -Übergang angestellten Überlegungen gelten analog, aber mit umgekehrten Vorzeichen, auch für die n -Schicht als Emitter des (komplementären) Transistors 2 beziehungsweise dessen n - p -Übergang. Es fließt nur ein geringer Gesamtstrom und demgemäß auch nur ein geringer Strom über die Kollektoren der beiden Transistoren. Das bedeutet aber auch einen niedrigen Wert für den Stromverstärkungsfaktor α . Entsprechend dem relativ hohen Widerstand der Emitter-Grenzschicht gegenüber dem parallelgeschalteten Widerstand, fließt der Hauptteil des Stromes jeweils über diesen Widerstand.

Wird nun letzterer Strom auf irgendeine — noch zu erörternde — Weise erhöht, was einer Erhöhung der an jeder Emitter-Grenzschicht wirksamen Vorspannung in Durchlaßrichtung entspricht, so steigt der Emitterstrom exponentiell mit der Spannung an, das heißt, der Widerstand der Grenzschicht nimmt entsprechend ab. In demselben Maße wird aber ein immer größer werdender Teil des Stromes statt

über den Widerstand durch den Transistor fließen, so daß der resultierende Wert für α der Transistor-Widerstandskombination im wesentlichen gleich dem des Transistors allein ist. Dieser Vorgang bewirkt in beiden Transistoren denselben wichtigen Effekt, nämlich eine Zunahme des Wertes α bei Vergrößerung der Vorspannung der Emitter-Basisstrecke.

Es läßt sich zeigen, daß der Übergang vom hochohmigen in den niederohmigen Zustand nur für ganz bestimmte α stattfindet, nämlich dann, wenn die Summe der α -Werte der beiden Transistoren gleich 1 ist. Dies ergibt sich aus der Verstärkungsbilanz der gesamten Anordnung, die ein rückgekoppeltes System bildet.

Es sei angenommen, daß sich die beiden Transistoren im geöffneten, also im stromführenden Zustand befinden (Sättigung der Kollektor-Grenzschichten). Nimmt man ferner an, daß sich der Basisstrom des Transistors 1 aus irgendeinem Grund um den Betrag Δi_{B1} erhöht, so wird diese Änderung um den Faktor

$$\alpha_1' = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1}$$

verstärkt im Kollektorkreis wirksam. Die Stromänderung wird weiterhin mit $\Delta i_{B1} \cdot \alpha_1'$ in der Basis des Transistors 2 auftreten, dort um den Faktor α_2' verstärkt und schließlich zur Basis des Transistors 1 wieder rückgekoppelt. Es ist offensichtlich, daß die Schaltung dann instabil wird, wenn die rückgekoppelte Stromänderung $\Delta i_{B1} \cdot \alpha_1' \cdot \alpha_2'$ größer als die ursprüngliche Änderung des Basisstromes Δi_{B1} des Transistors 1 ist.

In diesem Falle müßte der Strom theoretisch unbegrenzt ansteigen (geschlossener Zustand). Praktisch ist ihm aber durch die äußeren Widerstände des Kreises eine Grenze gesetzt. Wird der Spannungsabfall an einem äußeren Widerstand so groß, daß die wirksame Spannung nicht mehr ausreicht, um die Kollektorschicht zu sättigen, das heißt einen ausreichenden Strom durch den Transistor aufrechtzuerhalten, dann fällt das ganze System in den hochohmigen Zustand zurück (bistabiler Zweipol).

Das Kriterium für die Aufrechterhaltung des niederohmigen Zustands ist also durch die Ungleichung

$$\Delta i_{B1} \cdot \alpha_1' \cdot \alpha_2' > \Delta i_{B1}$$

gegeben.

Die kritische Bedingung für die gesamte Schleifenverstärkung lautet demnach

$$\alpha_1' \cdot \alpha_2' = 1$$

oder

$$\frac{\alpha_1 \cdot \alpha_2}{(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)} = 1$$

Hieraus ergibt sich die einfache Grenzbedingung

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1$$

Bei gleichen α -Werten für beide Transistoren wäre also ein Wert von $\alpha = 0,5$ kritisch, das heißt, bei diesem Wert würde der Übergang vom offenen in den geschlossenen Zustand erfolgen.

Daß sich dieser Übergang bei der Vierschicht-Diode nach Erreichen der Schaltspannung U_b spontan vollzieht, wird verständlich, wenn man in dem Funktions-Analogen nach Bild 4 die Wirkung der

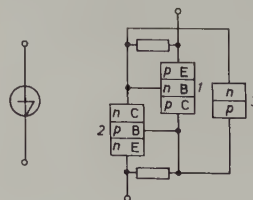


Bild 4. Komplementär-Transistorschaltung (mit gleichen Eigenschaften wie die Vierschicht-Diode)

Schaltodiode 3 untersucht. Bei kleiner Spannung in Durchlaßrichtung, bezogen auf die beiden Transistoren, ist die Schaltodiode gesperrt, es fließt kein nennenswerter Strom durch die beiden Widerstände. Beim Erreichen der Schaltspannung (breakdown, ähnlich Zener-effekt) wird die Diode leitend, so daß die beiden Emitter-Grenzschichten der Transistoren über die Widerstände in Durchlaßrichtung

vorgespannt werden. Sobald deren dadurch ansteigende α -Werte zusammen die Summe 1 erreicht haben (Stabilitätsgrenze), verläuft der Prozeß in der oben beschriebenen Weise rasch kumulativ; der anschwellende Strom wird nur durch den Serienwiderstand des Kreises begrenzt.

Bei der Silizium-Vierschicht-Diode sind die Parallelwiderstände nur ihrer Wirkung nach vorhanden, ebenso die Schaltodiode. Die Parallelschaltungswirkung führt man auf Rekombination und Entstehung von Loch-Elektronenpaaren im Silizium zurück, das heißt, die Rekombinationszentren im Silizium bewirken bei der Vierschicht-Diode denselben Effekt wie die parallelgeschalteten Widerstände in der äquivalenten Transistorschaltung nach Bild 4. Im einzelnen sind die Zusammenhänge relativ kompliziert, ihre Analyse würde den Rahmen dieses Beitrages überschreiten. Es liegt jedoch hierüber eine eingehende Untersuchung beziehungsweise Veröffentlichung vor [2].

2. Schaltungsbeispiele

Im Gegensatz zum Thyatron oder seinem Halbleiter-Äquivalent (Solid-State-Thyatron) entfällt bei der Vierschicht-Diode eine besondere Zündelektrode, die bei Erreichen einer bestimmten Schwellenspannung das Element vom hochohmigen in den niederohmigen Zustand umkippen läßt. Demzufolge ergeben sich mit der Vierschicht-Diode auch relativ einfache Schaltungsanordnungen. Als bistabiler Zweipol eignet sie sich vorzugsweise für Impuls-(Kipp-)Schaltungen verschiedenster Art.

Als erstes Anwendungsbeispiel zeigt Bild 5 die Schaltung eines einfachen selbsterregten Sägezahngenerators unter Verwendung einer Vierschicht-Diode. Die Batteriespannung U_B muß größer als die

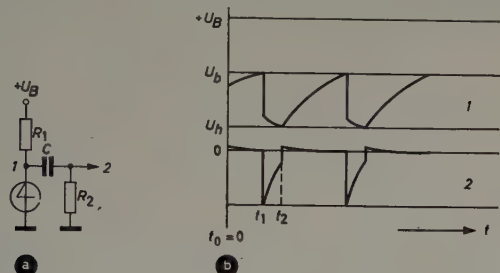


Bild 5. a) Eigenerregter Sägezahngenerator b) Resultierende Impulse

Schaltspannung U_b der Vierschicht-Diode sein. Der Serienwiderstand R_1 muß andererseits so groß sein, daß er den im niederohmigen Zustand durch die Diode fließenden Strom auf einen Wert begrenzt, der unter dem Haltestrom I_h liegt. Angenommen, die Diode befände sich zur Zeit $t_0 = 0$ (Bild 5b) im geöffneten, also hochohmigen Zustand; dann kann sich der Kondensator C über R_1 und R_2 aufladen. Bei Erreichen der Schaltspannung U_b schaltet die Diode in den geschlossenen, also niederohmigen Zustand um. In diesem Moment (t_1) — noch bevor sich die Ladung des Kondensators ändern konnte — liegt am Widerstand R_2 eine Spannung, die etwa der Differenz aus Kondensatorspannung U_b und Diodenhaltespannung U_h entspricht, also $U_b - U_h$. Dann entlädt sich der Kondensator rasch über R_2 und die Diode (Durchlaßwiderstand R_h), bis der Entladestrom die Haltestromgrenze I_h unterschreitet (t_2). Hierbei kippt die Diode wieder in den hochohmigen Zustand zurück, so daß sich der Kondensator erneut aufladen kann. Dieses Spiel wiederholt sich periodisch. Die Ladezeitkonstante ergibt sich offensichtlich zu

$$\tau_A = C \cdot (R_1 + R_2)$$

während für die Entladezeitkonstante

$$\tau_E = C \cdot (R_h + R_2)$$

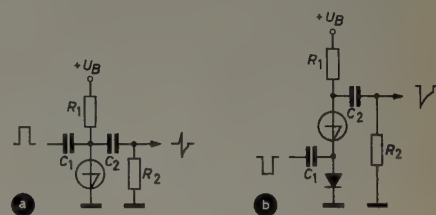
gilt.

Durch geeignete Dimensionierung der Schaltelemente lassen sich die Zeitkonstanten in gewünschter Weise dem geforderten Zweck anpassen.

Die Rückflanke des Sägezahns ist sehr steil, die Anstiegszeit einer am Widerstand R_2 abgenommenen Spannung kann bis zur Größenordnung von 10...100 ns herabgedrückt werden. Mit Vierschicht-Dioden können Sägezahnspannungen bis zu mehreren Megahertz Folgefrequenz erzeugt werden.

Mit einer Anordnung nach Bild 5 lassen sich auf einfache Weise Kippstufen aufbauen. Bild 6 zeigt hierfür zwei weitere Beispiele. Bei der Schaltung nach Bild 6a muß die Batteriespannung U_B kleiner als die Schaltspannung U_b der Vierschicht-Diode sein. Letztere befindet sich — solange kein Eingangsimpuls auftritt — im hochohmigen Zustand, der Kondensator C_2 lädt sich auf die Batteriespannung auf.

Bild 6. a) Kippstufe mit niedriger Eingangsimpedanz, b) Kippstufe mit hoher Eingangsimpedanz



Sobald ein über den Kondensator C_1 zugeführter positiver Eingangsimpuls die Spannung an der Vierschicht-Diode über die Schaltspannung U_b anhebt, schaltet die Diode um, wobei sich der gleiche Vorgang abspielt wie beim vorgeschriebenen Sägezahngenerator nach Bild 5. Im Widerstand R_2 entsteht ein negativer Ausgangsimpuls, dessen Amplitude und Breite von der Dimensionierung der Schaltung abhängt. Die Eingangsimpedanz ist bei dieser Schaltung relativ niedrig. Sie resultiert aus der Parallelschaltung des Widerstandes R_1 mit der Kombination R_2 , C_2 und dem Widerstand der Vierschicht-Diode selbst.

Im Gegensatz zur Schaltung nach Bild 6a hat die Schaltung nach Bild 6b eine hohe Eingangsimpedanz, die sich aus der Serienschaltung der Vierschicht-Diode mit einer in gleicher Richtung gepolten normalen Diode ergibt. Der über C_1 eingespeiste negative Impuls findet eine Eingangsimpedanz vor, die im wesentlichen durch die Parallelschaltung der in Sperrrichtung vorgespannten normalen Diode und der im offenen Zustand befindlichen Vierschicht-Diode bestimmt ist. Für letzteres ist wiederum Voraussetzung, daß die Batteriespannung U_B unter der Schaltspannung U_b der Vierschicht-Diode liegt. Der negative Eingangsimpuls macht (bei geeigneter Auslegung der Schaltung) die Vierschicht-Diode leitend, worauf am Widerstand R_2 infolge Entladung von C_2 wieder ein negativer Impuls auftritt, wie bei Bild 5 beschrieben. Für die Entladezeitkonstante ist hier das Produkt aus C_2 und der Serienschaltung des Widerstandes R_2 mit dem Durchlaßwiderstand der beiden Dioden maßgebend. Die Impulsamplitude (Vorderflanke) ist angenähert gleich der Batteriespannung minus den Spannungsabfällen an den beiden Dioden (in Durchlaßrichtung).

Für die Umschaltung der Vierschicht-Diode vom offenen in den geschlossenen Zustand ist es wichtig, daß die Eingangsquelle den Schaltstrom I_b aufbringen muß, auf dessen Steuerwirkung schon im Abschnitt 1.2 hingewiesen wurde. Ist die Vierschicht-Diode einmal in den niederohmigen Zustand geschaltet worden, dann fällt die anliegende Spannung auf die Haltespannung U_h ab; dazu kommt noch der — relativ geringe — Spannungsabfall, der durch den Strom am Durchlaßwiderstand R_h der Diode entsteht.

Mit solchen und ähnlichen Schaltungen läßt sich die Reihe der Anwendungsbeispiele für die Vierschicht-Diode beliebig fortsetzen. Es sei abschließend nur noch die Schaltung eines mit Vierschicht-Dioden bestückten Ringzählers als interessantes Beispiel angeführt (Bild 7).

Die Schaltung besteht aus zwei Teilen: einer Eingangskippstufe ähnlich Bild 6b und einer nachfolgenden vierstufigen Ringschaltung

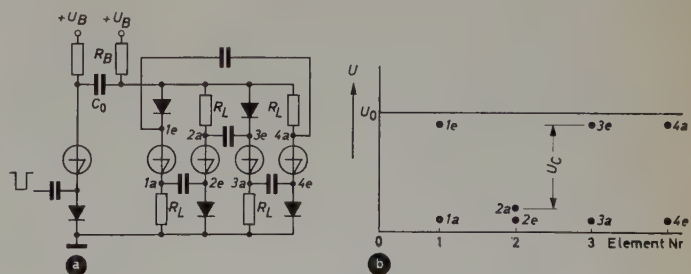


Bild 7. a) Ringzähler mit Vierschicht-Dioden und Eingangsstufe, b) Dazugehörige Spannungsverteilung für den Fall, daß die Diode 2 leitet

(die Stufenzahl könnte beliebig erweitert werden). Wird die Eingangsstufe mit einem negativen Impuls in den niederohmigen Zustand gekippt, dann fällt die Spannung U_0 der übrigen Schaltung so weit ab, daß der durch jede der vier Dioden fließende Strom unter der Haltestromgrenze liegt.

Angenommen, es sei jeweils nur eine von den vier Dioden leitend, im Bild 7a ist dies zum Beispiel Diode 2. Bild 7b zeigt die Spannungen an den einzelnen interessierenden Punkten, die durch die Buchstaben e (Eingang) beziehungsweise a (Ausgang) des jeweiligen Elements gekennzeichnet sind. Bei den gesperrten Dioden verursacht der auch im hochohmigen Zustand fließende geringe Strom einen kleinen Spannungsabfall am Lastwiderstand R_L beziehungsweise an der normalen Diode, so daß zum Beispiel beim Element 1 die Spannung am Punkt 1a etwas über Massepotential, am Punkt 1e etwas unter U_0 liegt.

Bei Diode 2 dagegen, die als leitend angenommen wurde, tritt der größte Teil des Spannungsabfalls am Lastwiderstand auf. Bei den Dioden 3 und 4 liegen die Verhältnisse wieder wie bei Diode 1. Wie aus dem Spannungspegel-Diagramm Bild 7b ersichtlich, liegt am Kondensator zwischen den Punkten 2a und 3e eine hohe Spannung (U_c), auf die sich der Kondensator auflädt.

Wenn die Eingangsstufe, veranlaßt durch einen negativen Eingangsimpuls, in den geschlossenen (niederohmigen) Zustand umschaltet, fällt zunächst die Spannung U_0 fast bis auf Null ab, wodurch die Diode 2 in den offenen (hochohmigen) Zustand zurückfällt. Das erlaubt aber wiederum dem Kondensator C_0 , sich aufzuladen und dabei die Spannung U_0 wieder anzuheben. Zusammen mit der am Kopplungskondensator (zwischen den Punkten 2a und 3e) vorhandenen Spannung U_c ergibt sich damit an der Diode 3 eine Summenspannung, die um U_c höher als bei allen anderen Vierschicht-Dioden ist, so daß die Diode 3 in den niederohmigen Zustand umschaltet.

Man erkennt sofort, daß der geschlossene Zustand in der Schaltung nach Bild 7 jedesmal um eine Stufe nach rechts wandert, sooft ein negativer Impuls auf die Eingangsstufe trifft. Die letzte (hier vierte) Stufe in der Reihe wird kapazitiv an die erste Stufe angekoppelt, womit sich der Ring schließt.

Für die Dimensionierung der Widerstände R_B und R_L lassen sich ganz bestimmte Bedingungen angeben, auf die aber hier nicht näher eingegangen werden soll. Derartigen Schaltungen kommt wegen ihrer Einfachheit und wegen ihres relativ geringen Aufwandes besondere Bedeutung zu, so vor allem bei elektronischen Zählgeräten oder digitalen Rechenmaschinen, wo sie als Ringzähler, Untersetzestufen usw. Anwendung finden.

Schließlich sei noch auf die Einsatzmöglichkeit der Vierschicht-Diode als Relais hingewiesen, die ihrer Eigenschaft als steuerbarem Schalter unmittelbar entspricht. Wegen der kurzen Schaltzeit — sie liegt meist unter 100 ns — wird die Vierschicht-Diode in vielen Fällen gegenüber dem herkömmlichen Relais den Vorzug haben.

Die vorstehenden Anwendungsbeispiele mögen genügen, eine Vorstellung davon zu vermitteln, welche schaltungstechnischen Möglichkeiten sich mit der Vierschicht-Diode bieten. Es besteht kein Zweifel, daß dieser neue Halbleiter-Zweipol neuartige Aspekte eröffnet. Wenngleich die Anwendungsgebiete im einzelnen noch nicht abzusehen sind, so kann man doch annehmen, daß die Vierschicht-Diode schon in naher Zukunft die Schaltungstechnik stark beeinflussen und zu einem festen Begriff in der elektronischen Fachwelt werden wird.

Schrifttum

- [1] Moll, J.-L., Tanenbaum, M., Goldey, J. M., u. Holonyak, N.: Proc. I.R.E. Bd. 44 (1956) S. 1174
- [2] Sah, C.-T., Noyce, R. N., u. Shockley, W.: Bull. Amer. Phys. Soc. (1956) S. 382

(eingegangen am 21. November 1958)

W. LÜCK

Mitteilung aus dem VEB Werkzeugmaschinenfabrik Treptow

Der selbsttätige Kompensator als Gleichspannungsverstärker

DK 621.317.727.2:621.375.024

Die elektronische Verstärkung kleiner Gleichspannungen findet dort ihre untere Grenze, wo die zu messende Spannung ungefähr in die Größenordnung der Instabilitäten der Elektronenröhren und ihrer Netzversorgungen kommt, und das ist bereits bei etwa 1 mV der Fall. Nur mit sehr großem Aufwand an Temperatur- und Netzstabilisierung gelingt es, einen Gleichspannungsverstärker zu bauen, der eine kleinere Drift als 1 mV/Stunde, bezogen auf die Eingangsspannung, hat.

Eine günstige und zudem wenig Aufwand erfordernde Möglichkeit, den Störpegel und damit unter anderem auch die Drift bei Gleichspannungsmessungen auf Bruchteile eines Mikrovolt zu bringen, bietet der selbstabgleichende Kompensator.

Die vorliegende Arbeit befaßt sich mit den Eigenschaften einer bestimmten Art von Kompensatorverstärkern und zeigt, daß sich mit derartigen Anordnungen Gleichspannungen und Wechselspannungen bis 100 Hz bis herab zu einigen Mikrovolt messen lassen.

1. Der Kompensatorverstärker allgemein

Die Spannungsmessung nach dem Kompensationsverfahren beruht darauf, daß der zu messenden Spannung u_x eine Vergleichsspannung u_v gegengeschaltet wird, die man so lange verändert, bis $u_x = u_v$ ist, das heißt, bis der Strom Δi (Bild 1) oder die Spannungsdifferenz Δu (Bild 2) verschwindet.

Die beliebig kleine Vergleichsspannung läßt sich durch Spannungsteilung genau herstellen. Die Genauigkeit der Methode hängt im wesentlichen davon ab, wie genau der Nullabgleich angezeigt und vorgenommen werden kann. Als Nullindikatoren kommen zum Beispiel Stromwaagen, Thermistorbrücken, verschiedenartige direkte Verstärker und Nullgalvanometer in Frage. Die genaueste und zudem driftfreie Nullanzeige ist die eines Galvanometers. Ein Strom von

10^{-8} A läßt sich noch mit relativ robusten Meßwerken einwandfrei feststellen; das entspricht zum Beispiel einer meßbaren Spannungsdifferenz von $2 \cdot 10^{-7}$ V, wenn der Innenwiderstand des Nullgalvanometers 10 Ω und der Innenwiderstand der Meßspannungsquelle ebenfalls 10 Ω (Thermoelement) und gleichzeitig sehr viel größer als derjenige der Vergleichsspannungsquelle ist.

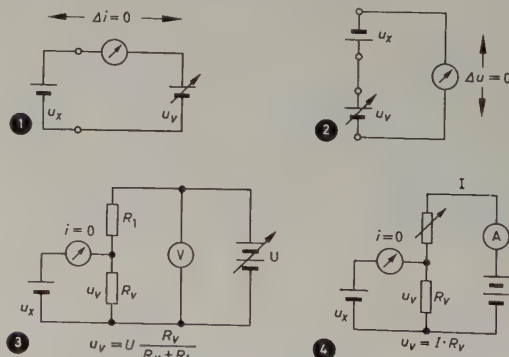


Bild 1. Spannungskompensation durch Stromabgleich. Bild 2. Spannungskompensation durch Spannungsabgleich. Bild 3. Kompensator nach Pogendorf und Dubois. Bild 4. Kompensator nach Lindeck und Rothe

Gestaltet man den Kompensator so, daß eine Automatik den Nullabgleich selbständig herstellt, so liegt praktisch ein Gleichspannungsverstärker vor, da die Nachstellspannung U (Bild 3) oder der Nachstellstrom I (Bild 4) wegen der Spannungsteilung wesentlich größer als u_x beziehungsweise als der entsprechende Stromwert ist. Der Kompensatorverstärker ist eine Anordnung, bei der eine Automatik

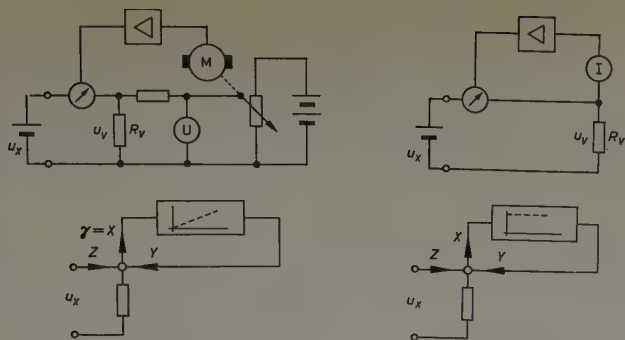


Bild 5 (links). Integral wirkender Kompensatorverstärker
Bild 6 (rechts). Proportional wirkender Kompensatorverstärker

ständig den Nullabgleich vornimmt. Es handelt sich also um einen Regelkreis, und deshalb ist die regelungstechnische Betrachtungsweise dieses Problems besonders zweckmäßig.

Der automatische Kompensator ist ein Folgeregler, bei dem u_x die Führungsgröße und u_v die Stellgröße ist. Die Bilder 5 und 6 zeigen die beiden grundsätzlichen Möglichkeiten für selbstabgleichende Kompensatoren. Der motorgestellte Kompensatorverstärker kann erhebliche Leistungsverstärkung haben, wird aber, um das integral wirkende Verhalten des Motors zu kompensieren, meistens sehr aufwendig sein; Ansprechempfindlichkeit des Motors und Lose des Getriebes bieten weitere Schwierigkeiten. Die Massen von Anker und Getriebe haben gegenüber dem elektronischen (proportional wirkenden) Kompensator (Bild 6) große Einstellzeiten zur Folge. Deshalb ist sein dynamisches Verhalten bei schnellen Änderungen von u_x ungünstiger.

2. Der proportional abgleichende Kompensatorverstärker

Der vorliegende Beitrag beschäftigt sich darum ausschließlich mit dem proportional wirkenden Kompensatorverstärker, dessen Verhalten im folgenden angedeutet werden soll. Die prinzipielle Anordnung und deren regelungstechnisches Analogon zeigt Bild 6.

Das Nullgalvanometer gibt durch seinen Ausschlag die Spannungsdifferenz zwischen u_x und u_v an. Dieser Ausschlag, hier γ genannt, wird photoelektrisch möglichst linear abgetastet. Die so gewonnene Steuergröße stellt dann die Vergleichsspannung so nach, daß die Spannungsdifferenz zwischen u_x und u_v bis auf eine kleine, noch zu besprechende Restgröße, Null wird. Da die Nachstellzeit wegen der elektronischen Schaltelemente, die die Verstärkung und Nachstellung besorgen, praktisch Null ist und die Nachstellgröße der Abweichung $u_v - u_x$ linear proportional sein soll, ist die angegebene Anordnung ein proportional wirkender Kompensator. Bezüglich der trägheitsarmen photoelektrischen Abtastung ist zu berücksichtigen, daß Photozellen und Photoleiter obere Grenzfrequenzen haben, also nicht beliebig schnellen Lichtflußänderungen elektrisch proportional folgen können.

Das Verhalten des Kompensators nach obigen Voraussetzungen wird nur durch die Eigenschaften des Galvanometers (Meßgrößenumformer) und durch den Gesamt-Verstärkungsgrad bestimmt. Deshalb können die Abtastvorrichtung und der Verstärker gegenüber den hier beschriebenen Ausführungen abweichen, ohne daß sich das grundsätzliche Verhalten ändert. Die Nullpunktstabilität des Galvanometers ist praktisch durch die Anordnung zur Nullstabilität des ganzen Systems transformiert. Die Abtastung des Galvanometerausschlags γ muß, da die Drehmomente des Rähmchens verschwindend klein sind, rückwirkungsfrei, d.h. kraftlos erfolgen. Photo-

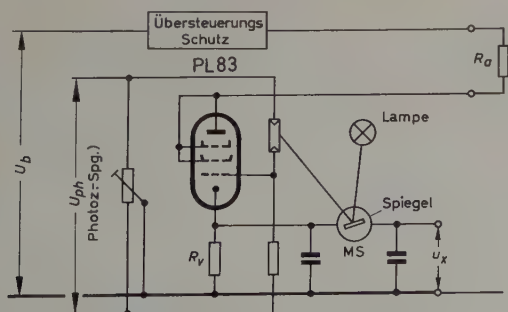


Bild 7. Photoelektrischer Kompensatorverstärker

elektrische Abtastung ist wegen der leichten Linearisierungsmöglichkeit besonders günstig und gegenüber der HF-Abtastung zum Beispiel weniger aufwendig. Bild 7 zeigt das Schaltbild eines derartigen Kompensators, bei dem die Abtastung über eine einfache Linsenoptik mit einem Photoleiter erfolgt.

Die Übertragungskennlinien (Vorspannung als Parameter) der photoelektrischen Abtastvorrichtung des oben gezeigten Kompensators sind im Bild 8 wiedergegeben und lassen erkennen, daß im Bereich i_g von $\pm 0,5 \mu A$ gute Linearität zwischen γ (i_g) und u_{g1} der Steuer-

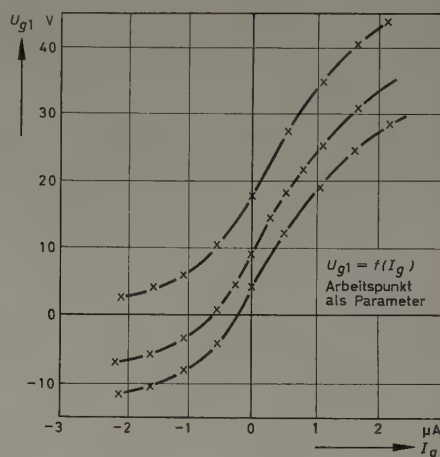


Bild 8. Übertragungskennlinien der photoelektrischen Abtastvorrichtung von Bild 7

röhre besteht. Die Spannungsverstärkung der Abtastvorrichtung war dabei größer als $2 \cdot 10^6$. Die Spannungsverstärkung der Steuer-röhre ist wesentlich kleiner als 1, so daß die innere Spannungsverstärkung etwa 500 ist.

2.1 Die statischen Beziehungen

Die Spannungsdifferenz zwischen u_x und u_v ist

$$\Delta u = u_v - u_x \quad (1)$$

und der Strom durch das Galvanometer-Meßwerk im Bild 9

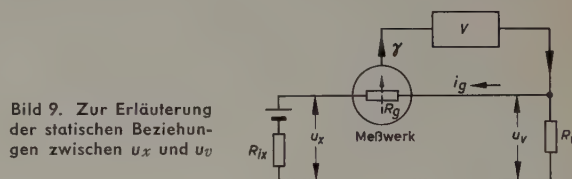


Bild 9. Zur Erläuterung der statischen Beziehungen zwischen u_x und u_v

$$i_g = \frac{\Delta u}{R_g + R_{ix} + R_v} = \frac{\Delta u}{R_{ges}} \quad (R_{ges} = R_g + R_{ix} + R_v) \quad (2)$$

Da $\gamma = c_i \cdot i_g$ (c_i = Stromempfindlichkeit des Meßwerks), wird

$$\gamma = c_i \frac{\Delta u}{R_{ges}} \quad (3)$$

Der Verstärker einschließlich der Abtastvorrichtung formt γ leistungsverstärkt in den Stellstrom i_y um.

$$i_y = v \cdot \gamma$$

Hierbei wird Linearität der Umformung angenommen, die wegen der kleinen Auslenkwinkel auch leicht erreichbar ist (vgl. Bild 8).

Die Vergleichsspannung ist $u_v = R_v \cdot i_y$. Damit wird die Spannungsdifferenz

$$\Delta u = i_y \cdot R_v - u_x = v \cdot \gamma \cdot R_v - u_x = v \cdot \frac{c_i}{R_{ges}} \cdot \Delta u \cdot R_v - u_x$$

$$\Delta u = \frac{u_x}{v \cdot c_i \cdot \frac{R_v}{R_{ges}} - 1} \quad (4)$$

Es bleibt also stets eine kleine Spannungsdifferenz zwischen u_x und u_v , die, wie der Ausdruck für Δu zeigt, der Größe u_x direkt proportional ist.

Mit
$$v \cdot c_i \cdot \frac{R_v}{R_{ges}} = v_{ges} \quad (5)$$

wird die bleibende Spannungsdifferenz

$$\Delta u = \frac{u_x}{v_{ges} + 1} \quad (6)$$

Bei einer Gesamtverstärkung v_{ges} von zum Beispiel 1000 wird der Fehler des Kompensators infolge der bleibenden Spannungsdifferenz kleiner als $1/1000$ von u_x .

Nichtlinearitäten in den Übertragungsgliedern wirken sich nur darin aus, daß die Verstärkung über den Bereich nicht konstant ist. Die auftretende Mindestverstärkung bestimmt demzufolge die Genauigkeit. Entsprechend der (proportionalen) Restspannung hat der proportional wirkende Kompensator auch einen endlichen Eingangswiderstand

$$R_e = \frac{u_x}{i_g} = \frac{u_x \cdot R_{ges}}{\Delta u} = R_{ges} (v_{ges} + 1),$$

der bei genügend großer Verstärkung groß genug ist, um die meist niederohmigen Quellen bei sehr kleinen Meßspannungen (z.B. Thermospannungen) nur unwesentlich zu belasten.

Es sei hier nochmals darauf hingewiesen, daß der Innenwiderstand der Meßspannungsquelle R_{ix} wegen $R_{ges} = R_g + R_{ix} + R_v$ die Gesamtverstärkung und deswegen auch den Eingangswiderstand beeinflusst.

Die statischen Beziehungen des Kompensators geben Hinweise für die Wahl des Nullgalvanometers und des Vergleichswiderstandes R_v . Wegen

$$v_{ges} = v \cdot c_i \cdot \frac{R_v}{R_{ges}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{ix}}{R_v} + \frac{R_g}{R_v}} \cdot v \cdot c_i \quad (7)$$

müßte R_v möglichst groß gemacht werden. Da aber R_{ges} gleichzeitig der Dämpfungswiderstand des Meßgrößen-Transformers ist, beeinflußt er, wie aus dem nächsten Abschnitt über das dynamische Verhalten hervorgeht, den Frequenzgang des Kompensators und

muß bei der Dimensionierung berücksichtigt werden. Für eine große Gesamtverstärkung müssen c_i sehr groß und R_g sehr klein sein. Man braucht also ein spannungsempfindliches Galvanometer.

Bei einer ganz bestimmten Galvanometerkonstruktion, d.h. bei festgelegtem Wickelraum des Drehrahmens ist mit w = Windungszahl und q = Drahtquerschnitt $w \cdot q = \text{const}$ und $R_g \approx w/q = w^2/\text{const}$. Daraus folgt, daß $R_g \approx w^2$ und $c_i \approx w$ ist (Induktionsgesetz).

Es ist darum in Verbindung mit den restlichen Soll-Daten des Kompensatorverstärkers ein Kompromiß zwischen R_g und c_i zu schließen oder eine günstige Auswahl zu treffen, wobei unter c_i die Stromempfindlichkeit „Drehwinkel des Rahmens, bezogen auf den Strom“ zu verstehen ist und nicht c_i in Skt/A, das von der geometrischen Anordnung der Skala und der optischen Winkelveielfachung abhängt. Meßwerke von zum Beispiel $c_i = 1^\circ/\mu\text{A}$ bei $R_g \approx 10 \Omega$ werden in recht robuster Form in Labor-Lichtzeigerinstrumenten verwendet.

Derartige Meßwerke, etwas stoßgesichert und in staubdichten Gehäusen untergebracht, können selbst bei rauhem Betrieb ihre Funktion als Meßgrößen-Umformer in Kompensatorverstärkern sicher erfüllen. Mechanische Stöße — sie dürfen den Aufhängefaden des Rähmchens nicht gefährden — beeinflussen die Anzeige nur gering, und zwar um so weniger, je größer v_{ges} ist, da das Rähmchen durch den geschlossenen Regelkreis gewissermaßen festgehalten wird. Die Stoßempfindlichkeit gibt dem Praktiker eine grobe Beurteilungsmöglichkeit der Verstärkung eines mit Galvanometer-Meßwerk arbeitenden Kompensatorverstärkers.

Wenn bisher von Verstärkungsgraden die Rede war, so handelte es sich dabei stets um die innerhalb des Regelkreises interessierenden Verstärkungen. Fließt der Stellstrom i_y — und das ist ja der Sinn — über einen zusätzlichen Widerstand R_a , der beispielsweise 10000mal so groß wie R_v ist, so ist noch die „äußere Spannungsverstärkung“

$$\frac{\Delta u_a}{\Delta u_x} = \frac{\Delta i_y \cdot R_a}{\Delta u_x}$$

vorhanden, die in diesem Beispiel ($R_a = 10^4 \cdot R_v$) gleich 10^4 wäre.

Es soll noch darauf hingewiesen werden, daß der Drehbereich des Meßwerks mechanisch begrenzt werden muß, um zu verhindern, daß beim Einschalten der Drehwinkel des Meßgrößenumformers aus dem Abtastbereich kommt, so daß $v = 0$ und der Regelkreis geöffnet ist.

(Wird fortgesetzt)

Tagungen · Vorträge · Ausstellungen 1959

- | | | | | | |
|---------------|--|---------------|---|-----------------|--|
| 24. 2. | Digitalrechner, Essen, Haus der Technik | 12. 4.—27. 4. | Internationale Messe, Mailand | 22. 6.—25. 6. | British Computer Society's Conference, Cambridge |
| 1. 3.—10. 3. | Frühjahrsmesse, Leipzig | 14. 4.—16. 4. | Die Anwendung der modernen Elektro-Technologie in der gesamten Industrie (Informationstagung), Berlin, Kammer der Technik | 23. 6.—25. 6. | „Das CW-Radar unter besonderer Berücksichtigung seiner Vor- und Nachteile gegenüber dem Impuls-Radar“, Essen, Haus der Technik |
| 3. 3.—5. 3. | Television Equipment Exhibition, London | 16. 4.—30. 4. | Engineering Marine, Welding and Nuclear Energy Exhibition, London | 1. 7.—5. 7. | Convention on Techniques and Applications of Television, Cambridge |
| 3. 3.—5. 3. | Western Joint Computer Conference, San Francisco, Calif. | 21. 4.—24. 4. | Transistoren für hohe Frequenzen, Dortmund | 14. 8.—23. 8. | Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung, Frankfurt a.M. |
| 5. 3. | Prinzipien der Maschinenrechnung — Rechenautomaten (Vortrag), Berlin | 26. 4.—5. 5. | Deutsche Industrie-Messe, Hannover | 28. 8.—5. 9. | National Radio and Television Show, London |
| 8. 3.—15. 3. | Internationale Frühjahrsmesse, Wien | 26. 4.—5. 5. | Deutsche Luftfahrtschau 1959, Hannover | 28. 8.—8. 9. | VI. Internationale Messe für Rundfunk- und Fernseh-Technik, Telecommunication und Automation, Ljubljana |
| 9. 3. | Lichtstrahlen automatisieren, Essen, Haus der Technik | 2. 5.—10. 5. | International Svenska Mässan, Göteborg | 30. 8.—6. 9. | Herbstmesse, Leipzig |
| 16. 3. | Theorie der Elektronen und Eigenschaften der Metalle, Essen, Haus der Technik | 2. 5.—18. 5. | Foire de Paris, Paris | 1. 9.—8. 9. | Internationaler Akustischer Kongreß mit Ausstellung, Stuttgart |
| 17. 3. | Schweißnahtprüfung mit Ultraschall, Essen, Haus der Technik | 4. 5.—8. 5. | 85th Semiannual Convention of the SMPTE and International Equipment Exhibition, Fontainebleau, Fla. | 1. 9.—8. 9. | 10. Internationale Fira, Amsterdam |
| 17. 3.—21. 3. | Electrical Engineers Exhibition, London | 5. 5.—6. 5. | Industry Tool and Production Show, Toronto | 6. 9.—13. 9. | Internationale Herbstmesse, Wien |
| 19. 3.—20. 3. | Stereophonic Sound, Recording, Reproduction and Broadcasting, London | 6. 5.—8. 5. | Interdisciplinary Conference on Self-Organizing Systems, Chicago, Ill. | 8. 9.—14. 9. | Farnborough Air Show, London |
| 21. 3.—30. 3. | Stockholm Electronics Exhibition, Stockholm | 19. 5. | Electronic Components Conference, Philadelphia, Pa. | 10. 9.—21. 9. | Salon National de la Radio, de la Télévision et du Disque, Paris |
| 23. 3.—26. 3. | I.R.E. National Convention, New York, N.Y. | 25. 5.—29. 5. | Anwendung und Aufbau von Transistoren und Associated Semi-Conductor Devices, London | 12. 9.—21. 9. | Mostra Nazionale della Radio e Televisione, Mailand |
| 31. 3.—2. 4. | Symposium of Millimetre Waves, New York, N.Y. | 26. 5. | Elektrische Transmitter, Berlin, Kammer der Technik | 12. 9.—21. 9. | 6. Europäische Werkzeugmaschinen-Ausstellung, Paris |
| 31. 3.—3. 4. | Dickenmessung mit radioaktiven Isotopen (Lehrgang), Berlin, Kammer der Technik | 12. 6.—28. 6. | Electrama, Paris | 12. 9.—27. 9. | Deutsche Industrieausstellung, Berlin |
| 2. 4.—5. 4. | Audio Fair, London | 15. 6.—20. 6. | International Conference on Information Processing, Paris | 22. 9.—2. 10. | Third Annual Industrial Film & Audio-Visual Exhibition, New York, N.Y. |
| 5. 4.—10. 4. | Nuclear Congress, Cleveland, O. | 15. 6.—5. 7. | 6. Internationale Ausstellung Elektronik und Kernphysik, Rom | 24. 9.—4. 10. | Salone Internazionale della Tecnica, Turin |
| 6. 4.—9. 4. | British Radio and Electronic Component Show, London | 16. 6.—18. 6. | I.R.E. International Symposium on Circuit and Information Theory, Los Angeles, Calif. | 30. 9.—2. 10. | Funkortungssysteme für Luft- und Seefahrt, Essen, Haus der Technik |
| 6. 4.—10. 4. | Atomenergie-Ausstellung, Cleveland, Ohio | 16. 6.—30. 6. | International Chemistry Conference and Exhibition, Paris | 5. 10.—9. 10. | 86th Semiannual Convention of the SMPTE, New York, N.Y. |
| 6. 4.—10. 4. | International Instruments Show, London | 18. 6.—29. 6. | 5 ^e Salon Internationale de la Chimie, Paris | 17. 10.—25. 10. | Internationale Fachmesse Kunststoffe 59, Düsseldorf |
| 8. 4.—10. 4. | Fernwirktechnik, Dortmund | | | 18. 10.—21. 10. | Deutsche Gesellschaft für Elektronenmikroskopie, Freiburg i. Breisgau |
| 9. 4.—16. 4. | Regelungstechnik und Automatiken (Lehrgang), Berlin, Kammer der Technik | | | 16. 11.—20. 11. | Fifth International Automation Congress and Exposition, New York, N.Y. |

Ein Zeitrelais mit geschwindigkeitsabhängiger Verzögerung

DK 621.318.562.7

Es sei an folgende zwei Aufgabenstellungen in einem Walzwerk gedacht:

- 1) Ein Walzgut (Halbzeug oder Bandstahl) wird praktisch schlupffrei von einem Rollgang zu einer Schere transportiert. Der Bandanfang soll abgeschnitten (geschöpft) werden. Die Schopflänge soll bei verschiedenen Rollgangsgeschwindigkeiten etwa gleich bleiben.
- 2) Fehlerhaftes Material, das sich nach der Prüfung auf einem Transportband befindet, soll durch eine Sortierklappe ausgeschieden werden. Dabei sind verschiedene Transportgeschwindigkeiten vorhanden.

Weitere Bedingungen sind etwa, daß zu 1) die Schopflänge noch geändert werden kann und daß zu 2) eine gewisse veränderbare Mindestmenge des Materials ausgesondert werden muß, um auf jeden Fall das fehlerhafte Stück mit auszuschneiden. Im Fall 1) wird zum Beispiel die Spitze des Walzgutes durch Photozellen gemeldet, der Weg oder die Zeit bis zum Schneiden der Schere wird über ein Zeitglied gesteuert. Im Fall 2) wird mit dem Prüfgerät die Fehlerstelle örtlich angezeigt, der Weg bis zur Sortierklappe muß gewissermaßen durch das Zeitglied nachgebildet werden.

Man erkennt, daß es sich hier um die Aufgabe handelt, Weg, Zeit und Geschwindigkeit in einem konstanten, einstellbaren Verhältnis zu halten. Man kann nun die Wegstrecke elektromechanisch oder mit elektronischen Zählgeräten nachbilden. Beide Verfahren sind sehr genau, aber auch kostspielig. Kann man aber auf hohe Genauigkeit verzichten, so lassen sich die genannten Probleme mit nachstehend beschriebenem Zeitrelais relativ einfach lösen.

1. Wirkungsweise des Zeitrelais

In der Gleichung

$$t = \frac{s}{v} \quad (1)$$

ist v die unabhängige, t die abhängige Variable und s konstant. Vergleicht man die grafische Darstellung der Funktionen

$$y = f\left(\frac{1}{x}\right) \text{ und } y = f(e^{-x}),$$

so sieht man, daß beide Funktionen teilweise ähnlichen Verlauf haben. Als Potenzreihe geschrieben, ist

$$e^{-x} = \frac{1}{1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \dots}$$

Für einen bestimmten Bereich von x kann man näherungsweise setzen

$$\frac{1}{x} \approx \frac{k}{1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \dots},$$

das heißt, man kann die schwierig nachzubildende hyperbolische Funktion in einem gewissen Teil durch die elektrisch leicht zu realisierende Exponentialfunktion ersetzen.

Der Grundgedanke, die Zeit eines Zeitrelais mit RC -Gliedern in Abhängigkeit von einer Geschwindigkeit zu ändern, ist folgender: Ein auf die Spannung U_c aufgeladener Kondensator C , der über einen Widerstand R entladen wird, vermindert seine Spannung nach der Gleichung

$$U_{ct} = U_c \cdot e^{-t/T}, \quad (2)$$

wobei U_{ct} die zeitlich sich ändernde Spannung und $T = R \cdot C$ die Zeitkonstante ist (Bild 1).

Wird der Kondensator nun nicht einfach entladen, sondern auf eine

Spannung umgekehrter Polarität geschaltet, so ist der zeitliche Verlauf des Umladungsvorganges der gleiche wie der des Entladungsvorganges, vorausgesetzt, daß jetzt die Spannung U_c die Summe

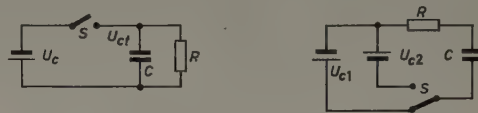


Bild 1 (links). Ladung und Entladung eines Kondensators
Bild 2 (rechts). Ladung und Umladung eines Kondensators

der Absolutwerte der beiden Spannungen verschiedener Polarität ist (Bild 2). Die Spannung geht jedoch bei der Vorzeichenumkehr durch Null. Je nach Höhe der gegengeschalteten Spannung — wobei nochmals ausdrücklich betont sei, daß die Summe der beiden Spannungen ($U_{c1} + U_{c2} = U_c$) konstant sein muß — liegt also der Zeitpunkt t_0 des Nulldurchganges der Spannung an einer anderen Stelle der Entladekurve, wenn man die Funktion $U_c \cdot e^{-t/T}$ aufzeichnet. Man hat also die Möglichkeit, die gegenzuschaltende Spannung, die beispielsweise jetzt der Transportgeschwindigkeit proportional sein soll, zum geschwindigkeitsabhängigen Aussteuern eines Zeitrelais zu verwenden, sofern man ein Schaltglied hat, das auf den Nulldurchgang der Spannung anspricht.

Im vorliegenden Falle wird ein Thyatron eingesetzt, das bei Null und positiv ansteigenden Gitterspannungswerten zündet und bei Null und negativ ansteigenden Gitterspannungswerten löscht. Aus den Bildern 3a und 3b geht hervor, wie sich die Zeit t_0 ändert, wenn

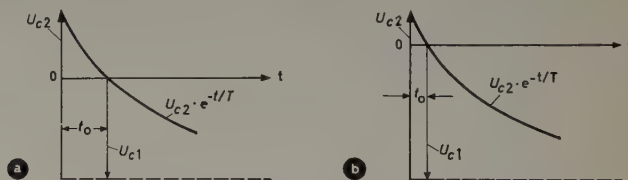


Bild 3a und 3b. Zusammenhang zwischen Entladungszeit t_0 und Batteriespannung U_{c1} beim Umladevorgang nach Bild 2 für zwei verschiedene Werte von U_{c1} , wenn U_{c2} konstant bleibt

sich bei gleichbleibender Spannung U_{c2} die Spannung U_{c1} ändert. Ferner sieht man, daß im Nulldurchgang der Spannung U_{c2} die Spannungen U_{c1} und $U_{c2} \cdot e^{-t/T}$ entgegengesetzt gleich groß sind. Es ist also

$$U_{c1} = U_{c2} \cdot e^{-t/T} \quad (3)$$

oder

$$\frac{U_{c1}}{U_{c2}} = e^{-t/T} \quad (4)$$

Damit ist das Verhältnis der beiden Spannungen U_{c1} und U_{c2} bestimmt.

Um die theoretischen Werte für die beiden Spannungen des Kondensators sowie den entsprechenden Bereich zu finden, trägt man die Exponentialfunktion Gl. (4) zweckmäßigerweise auf halblogarithmischem Papier auf, in dem sie als Gerade erscheint.

In dasselbe Blatt wird nun die Kurve $1/v = f(t/T)$ eingezeichnet. Da es sich zunächst um eine rein theoretische Untersuchung handelt, kann man die Zeitkonstante $T = 1$ und weiterhin zur Zeit $t/T = 1$ die Geschwindigkeit $v = 1$ setzen; es ergibt sich so eine Hyperbel im entsprechenden Maßstab. Für eine gute Ablesegenauigkeit beziehungsweise zur Wahl der Einheitslängen l_x und l_y haben sich folgende Werte als zweckmäßig erwiesen:

$l_x = 100$ mm, d.h. 0,1 $t/T = 10$ mm (Abszisse $x = t/T$)

$l_y = 125$ mm, d.h., die Größenänderung von einer Zehnerpotenz entspricht einer Länge von 125 mm (Ordinate $y = e^{-t/T}$ bzw. $1/v$)

Mit diesen Einheitslängen wird das Diagramm nicht zu groß, die Ablesegenauigkeit ist aber durchaus hinreichend.

Zum Auffinden der gesuchten Werte verschiebt man die Gerade $e^{-t/T} = f_1(t/T)$ parallel zu sich selbst so lange, bis sie die Hyperbel $1/v = f_2(t/T)$ schneidet. In den Schnittpunkten der beiden Funktionsdarstellungen ist der geforderte gleich dem abgegebenen Zeitwert, darüber hinaus sind Abweichungen vorhanden. Auf der t/T -Achse (Abszisse) läßt sich sofort das Verhältnis der Geschwindigkeitsänderungen ablesen, das durch die Schnittpunkte gebildet wird. Sucht man zum Beispiel das Verhältnis 2:1, ändert sich also die Geschwindigkeit im Verhältnis 2:1, so ergeben die Schnittpunkte die Werte $t/T = 0,7$ und $t/T = 1,4$. Hat man genau das Verhältnis 2:1 nachzubilden, so wäre die Wahl der Schnittpunkte ungünstig, da nur eine einseitige Abweichung auftritt. Besser ist es, die Schnittpunkte so zu legen, daß die Abweichung sowohl positive als auch negative Werte hat.

2. Zahlenbeispiele

2.1 Verhältnis 2:1

Fall 1: Schnittpunkt $t/T = 0,7$; v entspricht $e^{-t/T} = 14,4$
Schnittpunkt $t/T = 1,4$; v entspricht $e^{-t/T} = 7,2$
max. Fehler etwa $+ 0,06 t/T$

Fall 2: Schnittpunkt $t/T = 0,79$; v entspricht $e^{-t/T} = 12,6$
Schnittpunkt $t/T = 1,26$; v entspricht $e^{-t/T} = 7,9$
max. Fehler etwa $\pm 0,03 t/T$

2.2 Verhältnis 3:1

Fall 1: Schnittpunkt $t/T = 0,55$; v entspricht $e^{-t/T} = 18$
Schnittpunkt $t/T = 1,65$; v entspricht $e^{-t/T} = 6$
max. Fehler etwa $+ 0,13 t/T$

Fall 2: Schnittpunkt $t/T = 0,68$; v entspricht $e^{-t/T} = 14,4$
Schnittpunkt $t/T = 1,44$; v entspricht $e^{-t/T} = 6,8$
max. Fehler etwa $\pm 0,065 t/T$

Hat man den benötigten Bereich grafisch gefunden, so kann man durch Zahlenrechnung den genauen Fehler ermitteln. Man setzt die Maximalgeschwindigkeit gleich 100%. Gibt man nun die t/T -Werte vor — da diese als „ x -Werte“ der Funktion e^{-x} in den Tabellenwerken angegeben sind —, so muß bei steigendem t/T die Geschwindigkeit, bezogen auf 100%, sinken.

Für die $e^{-t/T}$ -Werte wird zunächst der tatsächliche Wert ermittelt, also zum Beispiel für $t/T = 0,7$ ist $e^{-t/T} = 0,497$. Ist der Wert der kleinste von t/T , entspricht er also der maximalen Geschwindigkeit, so setzt man den Zahlenwert (hier 0,497) gleich 100% und bezieht die nachfolgenden $e^{-t/T}$ -Werte auf diesen größtmöglichen Wert. Die Differenz der Werte beider Prozentreihen ergibt die Abweichung der Funktionen $e^{-t/T} = f_1(t/T)$ und $1/v = f_2(t/T)$ sofort in Prozent.

2.3 Beispiel einer Genauigkeitsberechnung

Drehzahlverhältnis 2:1 ($t/T = 0,7 \dots 1,4$).

t/T	v [%]	$e^{-t/T}$	$e^{-t/T}$ [%]	Δf [%]
0,55	127,2	0,577	116,3	-10,9
0,60	116,6	0,549	110,8	- 5,8
0,65	107,8	0,522	105,0	- 2,8
0,70	100,0	0,497	100,0	0
0,75	93,0	0,472	94,7	+ 1,7
0,80	87,5	0,449	90,1	+ 3,6
0,85	82,3	0,427	86,0	+ 3,7
0,90	77,6	0,406	81,5	+ 3,9
0,95	73,5	0,387	75,8	+ 4,3
1,00	70,0	0,368	74,0	+ 4,0
1,05	66,6	0,350	70,4	+ 3,8
1,10	63,5	0,333	67,0	+ 3,5
1,15	60,8	0,317	63,7	+ 2,9
1,20	58,3	0,301	60,5	+ 2,2
1,25	56,0	0,287	57,7	+ 1,7
1,30	53,8	0,273	54,9	+ 1,1
1,35	51,8	0,259	52,1	+ 0,3
1,40	50,0	0,248	49,6	- 0,4
1,45	48,3	0,236	47,5	- 0,8
1,50	46,6	0,223	44,9	- 1,7
1,55	45,1	0,212	42,6	- 2,5
1,60	43,7	0,202	40,6	- 3,1
1,70	41,2	0,183	36,8	- 4,4

Man sieht aus diesen Zahlenwerten, daß ein Fehler von etwa 4,5% bei einem Drehzahlverhältnis von $1,70:0,7 \approx 2,4:1$ auftritt. Größere Geschwindigkeitsänderungen bedingen andere Schnittpunkte der Funktionskurven. Die dabei erreichbare Genauigkeit wird immer geringer. Man hat dann zu überlegen, ob der Einsatz eines solchen RC-Zeitrelais überhaupt noch genügend genau ist.

3. Prinzipschaltung

Von einer Gleichspannung U_{c10} (Bild 4), die der Transportgeschwindigkeit des Walzgutes proportional ist, also von einer Tachomaschine oder auch von der Ankerspannung eines Motors mit konstant erregtem Feld abgenommen wird, greift man über das Potentiometer R_{c1} die

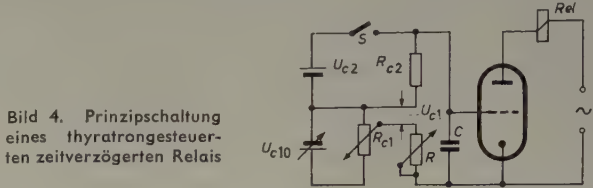


Bild 4. Prinzipschaltung eines thyatrongesteuerten zeitverzögerten Relais

Teilspannung U_{c1} ab. Im Bereich 2:1 liegt sie zwischen $0,248 \cdot U_{c2}$ und $0,497 \cdot U_{c2}$. Man muß also beim Entwurf des Zeitrelais die Höhe der Spannung U_{c1} kennen. Bei entsprechender Auslegung von U_{c2} hat man dann mittels eines Spannungsteilers die Spannung U_{c1} bei maximaler Geschwindigkeit des transportierten Gutes und beispielsweise einem Geschwindigkeitsverhältnis von 2:1 auf den Wert $0,497 \cdot U_{c2}$ zu bringen.

Nach Bild 4 liegt negative Spannung am Gitter des Thyatrons. Wird der Schalter S geschlossen, so wird das Gitter des Thyatrons positiv gegen Katode, die Röhre zündet, das Relais Rel spricht an. Wird der Kontakt geöffnet, lädt sich der Kondensator C auf die Spannung U_{c1} um. Im Spannungsnulldurchgang erlischt die Röhre. Je höher die Spannung U_{c1} ist, je schneller also der Antrieb läuft, desto kürzer ist die Zeit vom Öffnen des Schalters S bis zum Erlöschen des Thyatrons und bis zum Abfallen des Relais.

Andererseits kann der Schalter auch dauernd geschlossen bleiben und nur beim Schaltvorgang öffnen. Man hat damit die Möglichkeit, entweder ein ansprechverzögertes oder abfallverzögertes Zeitglied in den Stromkreis einzubauen.

An Hand eines Beispiels sei nun die Auslegung des Zeitrelais gezeigt. Es sei die Aufgabe gestellt, eine Materiallänge von wahlweise 1,8 m, 2,4 m und 3,0 m auszusortieren. Die Geschwindigkeiten sollen im Bereich von 40...100 m/min liegen (Verhältnis 2,5:1). Wie aus Abschnitt 2.3 hervorgeht, wählt man für das Zeitrelais eine Geschwindigkeitsänderung von 2:1, um die absoluten Fehler klein zu halten. Somit setzt man $t/T = 0,7 \dots 1,4$ und $v = 94 \dots 47$ m/min. Bei der maximalen Geschwindigkeit von 94 m/min ergeben sich die in Tab. I für die einzelnen Materiallängen l enthaltenen Zeiten t , Zeitkonstanten T und Widerstände R .

Nach Bild 4 ist die Zeitkonstante gegeben durch

$$T = (R + R_{c1} + R_{c2}) \cdot C \quad (5)$$

Bei der Bemessung der Kapazität C ist zu berücksichtigen, daß ein Fehler im Material einen Impuls von 60 ms auslöst. In dieser Zeit

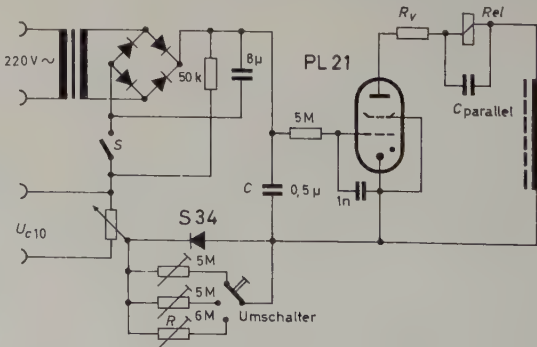


Bild 5. Schaltbild eines Zeitrelais mit geschwindigkeitsabhängiger Verzögerung

Tab. I. Zeiten, Zeitkonstanten und Widerstände für verschiedene Materiallängen

Materiallänge <i>l</i> [m]	Zeit <i>t</i> [s]	Zeitkonstante <i>T</i> [s]	Widerstand <i>R</i> [MΩ]
1,8	1,15	1,65	3,3
2,4	1,53	2,19	4,4
3	1,92	2,74	5,5

muß der Kondensator *C* umgeladen werden. Man darf also keine zu große Kapazität wählen, um den Schalter und die Stromquelle nicht zu überlasten. Da ferner die Widerstände *R*_{e1} und *R*_{e2} sehr klein gemacht werden sollen, macht man *C* klein und erreicht die gewünschte Zeitkonstante *T* mit einem großen Widerstand *R*. Gewählt wird *C* = 0,5 µF. Der Widerstand *R* nimmt dann entsprechend Gl. (5) die in Tab. I enthaltenen Werte an.

H. DORNHEIM

Der Wirkungsgrad moderner Trockengleichrichterarten

Während bis vor kurzem der Selengleichrichter fast ausschließlich das Feld beherrschte und dem Kupferoxydulgleichrichter nur noch untergeordnete Bedeutung zukommt (Meßtechnik), stehen heute zusätzlich Silizium- und Germaniumgleichrichter zur Verfügung. Bei der Auswahl eines für einen bestimmten Zweck geeigneten Gleichrichters spielt aus wirtschaftlichen Gründen der Wirkungsgrad eine Rolle und ist oft entscheidend für den Einsatz der einen oder anderen Gleichrichterart. Im folgenden werden die Wirkungsgrade des Selen-, des Silizium- und des Germaniumgleichrichters untersucht und miteinander verglichen.

Der Wirkungsgrad eines Gleichrichters ist nach DIN definiert als das Verhältnis der abgegebenen Gleichstromleistung zur aufgenommenen Wechselstromleistung

$$\eta = \frac{N_g}{N_w}$$

Die Gleichstromleistung ist das Produkt aus den arithmetischen Mittelwerten von Gleichspannung und Gleichstrom, also *N_g* = *U_g* · *I_g*. Die dem Gleichrichter zugeführte Wechselstromleistung muß die effektive Gleichstromleistung *N_{geff}* = *U_{geff}* · *I_{geff}* und die Verluste *N_v* decken. Damit kann man schreiben

$$\eta = \frac{N_g}{N_{geff} + N_v}$$

Die Effektivwerte von Gleichspannung und Gleichstrom sind abhängig von der Belastungsart und von der Schaltung. Sinusförmige Wechselspannung am Eingang des Gleichrichters vorausgesetzt, werden bei rein ohmscher Belastung die Formfaktoren für Gleichspannung (*f_s*) und für Gleichstrom (*f_i*) einander gleich

$$f = f_s = f_i = \frac{U_{geff}}{U_g} = \frac{I_{geff}}{I_g}$$

Damit wird der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{N_g}{f^2 U_g I_g + N_v} = \frac{N_g}{f^2 N_g + N_v}$$

Die Formfaktoren für die gebräuchlichsten Schaltungen von Trockengleichrichtern bei Widerstandslast enthält Bild 1.

Weil Trockengleichrichter keine idealen Ventile sind (in Durchlaßrichtung nicht widerstandsfrei, in Sperrrichtung kein unendlich großer Widerstand), entstehen Durchlaßverluste *N_{vd}* und Sperrverluste *N_{vs}*. Die Verluste sind also *N_v* = *N_{vd}* + *N_{vs}*. Die spezifischen Durchlaß-

Das vollständige Schaltbild zeigt Bild 5. Der parallel zu den Widerständen *R* liegende Gleichrichter schließt die Widerstände für den Ablaufvorgang kurz und bewirkt so eine äußerst schnelle Rückstellzeit. Mit dem Umschalter läßt sich die gewünschte Auswurflänge einstellen. Der hohe Gittervorwiderstand von 5 MΩ soll verhindern, daß sich der Kondensator über den Gitterkreis umlädt. Der 8-µF-Kondensator, an dem die Spannung *U_{e2}* liegt, muß deshalb so groß gewählt werden, um ohne merklichen Spannungsverlust den Kondensator *C* schnell umladen zu können. Der Stufenschalter läßt sich im Bedarfsfalle aus dem Zeitrelais herausnehmen und gegebenenfalls in ein Steuerpult einbauen. Das Relais kann in einem kleinen Gehäuse untergebracht und nachträglich in bereits bestehende Anlagen leicht eingebaut werden. Bei sachgemäßer Einstellung — wenn man also noch die Eigenzeit der nachfolgenden Steuerung berücksichtigt — arbeitet es einwandfrei.

(eingegangen am 11. September 1958)

DK 621.314.63

und Sperrverluste (Verluste je cm² wirksamer Plattenfläche) müssen mit der wirksamen gesamten Plattenfläche *F_w* multipliziert werden, um die Gesamtverluste des Gleichrichters zu erhalten

$$N_{vges} = F_w (N_{vd} + N_{vs})$$

Die Zusammenhänge zwischen Spannungsabfall und Durchlaßstrom sowie zwischen Sperrspannung und Sperrstrom werden durch die Gleichrichter-Kennlinien (Durchlaß- und Sperrkennlinie) wiedergegeben (Bild 2). Der Arbeitsbereich liegt im allgemeinen im gerad-

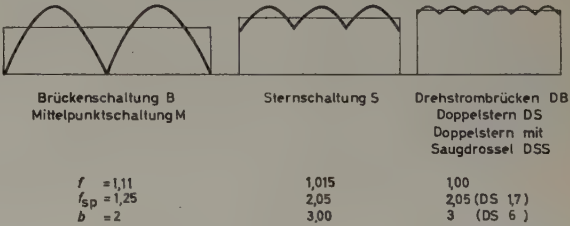


Bild 1. Form- und Flußzeitfaktoren verschiedener Gleichrichterschaltungen bei Widerstandslast

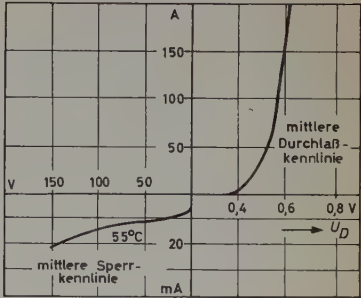
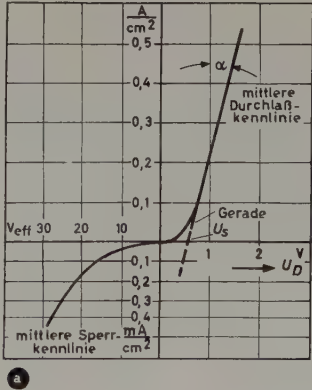
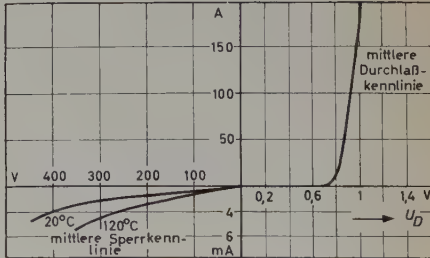


Bild 2. Kennlinien verschiedener Trockengleichrichter. a) Selenplatte für 25 V Sperrspannung, b) Germaniumelement für 75 A, c) Siliziumelement für 60 A



linigen Teil der Durchlaßkennlinie. Man ersetzt sie daher durch eine Gerade, deren Schnittpunkt mit der Spannungsachse die Schwell- oder Schleusenspannung U_s bestimmt. Der Tangens des Winkels α zwischen dieser Geraden und der Senkrechten ist ein Maß für den ohmschen Bahnwiderstand r_d (spezifischer Widerstand in Ω/cm^2). Der Spannungsabfall in Durchlaßrichtung setzt sich aus zwei Teilen zusammen, aus der konstanten Schleusenspannung U_s und dem belastungsabhängigen Spannungsabfall U_B am Bahnwiderstand.

$$U_B = i_D \cdot \tan \alpha = i_D \cdot r_d,$$

worin $i_D = \frac{I_g}{F_w} \left[\frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \right]$ den Durchlaßstrom je cm^2 (spezifischen Plattenstrom) bedeutet.

Der Spannungsabfall an einer Platte in Durchlaßrichtung wird also

$$U_D = U_s + i_D \tan \alpha = U_s + i_D r_d$$

Mit der Geraden für die Durchlaßkennlinie erhält man für die Durchlaßverluste den Ausdruck

$$N_{vD} = \frac{1}{T} U_s \int_{t_1}^{t_2} i \, dt + r_d \int_{t_1}^{t_2} i^2 \, dt$$

Der erste Summand enthält die konstanten Verluste durch die Schleusenspannung, der zweite die Stromwärmeverluste im Bahnwiderstand. Mit Hilfe des Flußzeitfaktors b (Verhältnis von Gesamtperiode zu Stromflußzeit) sowie mit den Beziehungen

$$i_{p-} = \frac{i_D}{b} \quad \text{und} \quad i_{p \text{ eff}} = b \cdot f \cdot i_{p-},$$

worin i_{p-} den Mittelwert des in der Platte fließenden Stromes bedeutet, wird

$$N_{vD} = U_s \cdot i_{p-} + r_d \cdot b \cdot (f i_{p-})^2 = \frac{1}{b} \cdot U_s \cdot i_D + r_d (f \cdot i_D)^2 \left[\frac{\text{W}}{\text{cm}^2} \right]$$

Der Flußzeitfaktor b ist dem Bild 1 zu entnehmen.

Bei der Berechnung der Sperrverluste ist zu beachten, daß der Sperrstrom stark von der Sinusform abweicht, was man durch einen weiteren Formfaktor f_{sp} (Bild 1) berücksichtigt.

Es gilt für die spezifischen Sperrverluste

$$N_{vs} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} u_{sp} \cdot i_{sp} \, dt = U_{sp} \cdot f_{sp} \cdot i_{sp}$$

Dabei ist U_{sp} die Sperrspannung, i_{sp} der spezifische Sperrstrom (aus Sperrkennlinie). Der Formfaktor f_{sp} wurde grafisch für die verschiedenen Schaltungen ermittelt und ist im Bild 1 eingetragen. Da die Sperrverluste von der Belastung unabhängig sind und bereits im Leerlauf in voller Höhe auftreten, ist ihr Anteil bei niedrigen spezifischen Belastungen erheblich, zumindest beim Selengleichrichter. Bei hoher spezifischer Belastung nehmen die Sperrverluste stark ab, während die Durchlaßverluste steigen. Da nun die Sperrverluste relativ niedrig sind, wird besonders bei größeren Leistungen der Teilast-Wirkungsgrad höher als der bei Vollast. Vergleichsweise sind die Sperrverluste des Selengleichrichters bei Normalbelastung etwa 28% und bei dreifacher Überlastung mit Fremdkühlung 10% der Durchlaßverluste. Bei Silizium- und Germaniumgleichrichtern sind sie nur etwa 0,01%. Die Durchlaßverluste haben also den größten Anteil an den Gesamtverlusten und sind für den Wirkungsgrad bestimmend. Die Durchlaßkennlinien verschiedener Gleichrichterarten im Bild 2 lassen die für die Durchlaßverluste maßgebliche Schleusenspannung erkennen (Selengleichrichter etwa 0,65 V, Germaniumgleichrichter etwa 0,5 V, Siliziumgleichrichter etwa 0,75 V). Entsprechend verhalten sich in erster Annäherung auch die Wirkungsgrade. Es ist aber zu beachten, daß diese Angaben jeweils nur für eine Platte gelten und daß die zulässigen Sperrspannungen zu berücksichtigen sind. Ein Trockengleichrichter hat den höchsten Wirkungsgrad bei voller Ausnutzung seiner Sperrspannung. Silizium- und Germaniumgleich-

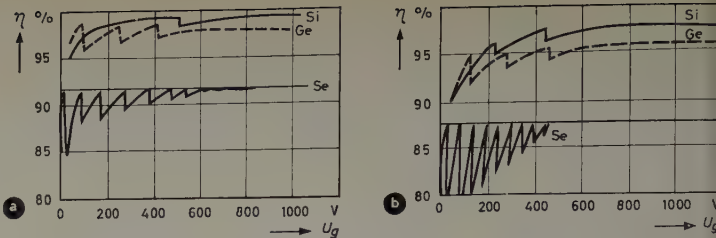


Bild 3. Wirkungsgrade verschiedener Trockengleichrichterarten in Abhängigkeit von der Gleichspannung. a) einzelner Platten oder Elemente, b) ganzer Anlagen einschließlich Transformatorverluste

Tab. I. Elektrische Daten verschiedener Trockengleichrichterarten

	Selen	Germanium	Silizium
Sperrspannung [V]	30	110	380
Schwell- oder Schleusenspannung [V]	0,65	0,5	0,75
Spez. Bahnwiderstand [$\Omega \text{ cm}^2$]	1,1	$4 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$
Wirkungsgrad [%]	93,5	98,5	99,6

richter sind dem Selengleichrichter weit überlegen, einmal auf Grund ihrer Schleusenspannung bei Berücksichtigung der Sperrspannung, zum anderen wegen ihres niedrigen Bahnwiderstandes und wegen ihrer bedeutend kleineren Sperrverluste.

Bis zu etwa 100 V_{eff} ist der Germaniumgleichrichter infolge der niedrigeren Schleusenspannung dem Siliziumgleichrichter vorzuziehen, bei höheren Spannungen dagegen verschieben sich die Verhältnisse zugunsten des letzteren. Elektrische Daten der drei Trockengleichrichterarten enthält Tab. I, wobei volle Ausnutzung der Sperrspannung zugrunde gelegt ist. Bild 3a zeigt die spezifischen (Platten-)Wirkungsgrade in Abhängigkeit von der Spannung, Bild 3b den Anlagenwirkungsgrad, wobei die Verluste der Transformatoren berücksichtigt sind.

(eingegangen am 6. September 1958)

Neue Klassifizierungsmethode für die biologische Forschung

Über einen bedeutenden Fortschritt in der Klassifizierung von Pflanzen wurde kürzlich auf einer Konferenz des Amerikanischen Institutes der Biologischen Wissenschaften berichtet. Bei der neuen Methode wird eine „IBM 704“-Anlage eingesetzt, die die Pflanzen automatisch nach ihren besonderen Eigenschaften in Klassen einteilt. Die neue Methode beginnt mit einer genauen Beschreibung der Pflanze, und bis zu 100 Eigenschaften, z. B. Größe, Farbe, Wurzelstruktur, Blattstruktur und Stengelstruktur, werden in Lochkarten festgehalten und in die „704“ eingegeben. Die Rechenanlage verarbeitet dann diese Vielzahl von Angaben und teilt die Pflanzen in Gruppen ein, wobei bei jeder Gruppe die Merkmale angegeben sind, die allen Pflanzen dieser Gruppe gemeinsam sind. Da die Rechenanlage sehr viel Merkmale analysieren kann, entdeckt sie auch die geringste Ähnlichkeit und faßt die Pflanzen zu Gruppen zusammen, deren Ähnlichkeit nicht einmal einem erfahrenen Botaniker aufgefallen wäre. Obwohl die neue Methode speziell für die „IBM 704“ entwickelt wurde, läßt sich das Prinzip auch bei jeder anderen Großrechenanlage anwenden.

Westinghouse liefert Kernreaktoren kleiner Leistung jetzt auch ins Ausland

Wie die Firma bekanntgab, sind sechs Typen von Reaktoren für den Auslandsvertrieb freigegeben worden. Der „AGN 101“ mit 1 mW Leistung ist ausschließlich für Unterrichtszwecke bestimmt. Der knapp 3 m hohe Tank-Reaktor „AGN 201“ dient hauptsächlich drei Anwendungszwecken: Für Versuche an Hochschulen, in der Medizin (mit 20 Watt) zur Erzeugung von radioaktiven Isotopen für Therapie und Diagnostik sowie in der Industrie für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung. Der „AGN 211“ vom Pool-Typ mit 15 W Leistung ist für Versuche geeignet und enthält einen senkrechten Wassertank, der von einer einfachen Betondeckung umgeben ist. Die Brennstoffelemente bestehen aus angereichertem Uran-dioxyd in einem gegen Strahlung unempfindlichen Moderator aus Polyäthylen. Eine Abart, der „AGN 211-P“ mit umfangreicherer Instrumentierung und Abschirmung, gibt 100 W im Dauerbetrieb ab. Mit 10 kW Leistung arbeitet der Tank-Reaktor „AGN 401“, der aluminiumverkleidete Brennstoffelemente enthält und vor allem für den Gebrauch in Forschungsinstituten bestimmt ist. Der Schwimmbad-Reaktor „AGN 451“ wird entweder mit Brennstoffelementen aus Uran-dioxyd in Polyäthylen für 100 W Leistung geliefert oder mit aluminiumverkleideten Elementen für 100 kW. Der 10000-kW-Reaktor „ANTR“ (Aerojet Nuclear Test Reactor) bietet die Möglichkeit, 5 Versuchsstellen anzuschließen.

Beitrag zur Motorensteuerung bei kleinen Leistungen

Fortsetzung aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 13 (1959) Nr. 1, S. 28

DK 621.316.7

5. Beispiel

Um einen Überblick der Größenordnungen der einzelnen Gleichungsanteile zu erhalten, sei ein praktisches Beispiel numerisch behandelt. Zur Verwendung kam ein Gleichstrom-Hauptschlußmotor für 220 V mit einer Leistungsaufnahme von etwa 10 W. Seine Betriebswerte wurden zunächst in getrennter Feld- und Ankererregung gemessen. Hierbei zeigte sich eine Feldspannung von 80 V als besonders günstig für die lineare Näherung. Außerdem ergab sich a zu 1,32 V/Hz und b zu $3,5 \cdot 10^{-3}$ s. Der Ankerwiderstand lag bei 1100 Ω , während der Ankerstrom bei mittlerer Belastung 50 mA war. Für die Regelröhre wurde daraufhin eine EL 84 gewählt. Ihr Durchgriff ist 5%, und die mittlere Steilheit kann mit 8 mA/V angenommen werden. Der Parallelwiderstand R_p war deshalb überflüssig. Die Verstärkung von R61 (EC 92) war bei $R_a = 10$ M Ω etwa 50fach und m etwa 0,1. Durchschnittlich gehört zu $\pm 10\%$ Heizspannungsänderung eine Änderung des Kontaktpotentials von $\pm 0,1$ V, so daß g mit $2 \cdot 10^{-3}$ angesetzt wurde. Die Glimmlampe hatte bei einer Brennspannung von 70 V bei einem sehr klein gewählten Strom von 2 mA den Innenwiderstand 1000 Ω ; es galt deshalb $n = 1,7 \cdot 10^{-3}$. Hierbei war $U_{e0} = 400$ V, $U_{e2} = 250$ V und $f = 0,2$ angenommen. R_e des Gleichrichterteiles war etwa 2000 Ω , und R_3/R_4 wird Eins gemacht. Mit diesen Werten erhält man

$$A = d \cdot 2,8 \cdot 10^{-3} - 5 \cdot 10^{-4}$$

$$B = 560 \Omega - l \cdot 1 \Omega - 0,5 \cdot R_1$$

$$C = 10^{-3} - l/2$$

Ohne Kompensation ($d = 0$) ändert sich die Umdrehungszahl des Motors allein durch A bei 10% Netzspannungsschwankung bereits um 2%. Wählt man hingegen $d = 0,185$, was der einfachen Rechnung aus Gl. (14) entspricht, so sind es nur noch 1‰.

Hierfür gibt die einfache Theorie also bereits recht brauchbare Werte, besonders wenn man bedenkt, daß durch Steuerung (Kompensation) erfahrungsgemäß nur eine Größenordnung zu gewinnen ist.

Ähnlich liegen die Verhältnisse beim Faktor B . Für R_1 folgt aus Gl. (12) 1100 Ω . Setzt man diesen Wert ein, so rufen 10% Laständerung (entspricht $i_A = 5$ mA) etwa 5% Umdrehungszahländerung bei $k = 1$ und 50% bei $k = 0,1$ hervor. Dieser Wert ist also noch recht groß, obwohl der wirksame Ankerwiderstand bereits auf 20 verkleinert ist. Aus diesem Grunde ist hier eine besonders genaue Steuerung notwendig. Auch die Praxis bestätigt dieses Verhalten einigermaßen. Kleine Änderungen des Ankerwiderstandes machen sich nämlich verhältnismäßig stark bemerkbar. Also auch aus diesem Grunde scheint es sinnvoll, einen Zusatzwiderstand R_v zu verwenden, falls größere Laständerungen zu erwarten sind.

Bei $l = 0$ ruft der Faktor C für 10% Netzspannungsschwankung Umdrehungszahländerungen von 4% oder 40% hervor ($k = 1$ oder 0,1). Hieran hat der Einfluß der Heizspannungsänderungen einen beachtlichen Anteil. Es ist deshalb sinnvoll, die Heizung getrennt zu stabilisieren, da ja ihre Verzögerung nur sehr schwer nachzubilden ist. Dann kann man C praktisch sehr klein halten.

Bei Versuchen mit stabilisierter Heizung der EC 92 ließen sich die beiden Einflüsse der Netzspannung auf einige Promille bei $k = 1$ und auf 1% für $k = 0,1$ stabil und langfristig einstellen. Der Lasteinfluß war nur schwer genau zu messen, lag aber bei etwa 3% für $k = 0,1$.

Besonders zu erwähnen ist noch die günstige Reihenfolge des Abgleiches. Zweckmäßig ist es, mit dem Abgleich von R_6 zu beginnen. Um alle Rückwirkungen zu vermeiden, wird der Anker durch einen passenden Widerstand ersetzt. U_v wird auf Null eingestellt und dafür eine passende konstante Batterie in Reihe eingeschaltet. Wird die Ausgangsspannung nun (eventuell mit einer Kompensationsmethode) gemessen, so gelingt es, bei Änderungen der Eingangsspannung leicht für R_6 die richtige Größe zu finden. Anschließend werden die

Umschaltungen wieder rückgängig gemacht und der Lastabgleich mit R_1 vorgenommen. Als letztes wird dann P_2 richtig eingestellt.

Erwähnt werden soll schließlich noch, daß sich für R_p ein Eisenwasserstoffwiderstand besonders günstig bewährt. Der für Änderungen wirksame Anteil R_p' ist bei ihm nämlich größer als sein Gleichstromwiderstand. Im Regelbereich $U \dots 3U$ ändert sich der Strom bei ihm um $\pm 8\%$ [3]). Im Durchschnitt ist R_p' also 12mal so groß wie der Gleichstromwiderstand. Das gilt allerdings infolge seiner Wärmeträgheit nur für nicht zu schnelle Änderungen.

6. Ausgleich des Heizungseinflusses

Um die mit Aufwand verbundene Heizspannungsstabilisation zu vermeiden, wurde zu einer Doppeltriode übergegangen. Bei entsprechender Schaltung ist es dann nämlich möglich, die Heizungen so abzugleichen, daß sich die Änderungen der beiden Kontaktpotentiale praktisch vollständig aufheben. Besonders günstig sind hierfür die modernen Doppeltrioden, wie beispielsweise die ECC 81. Eine bequem abzugleichende Schaltung zeigt Bild 3. Durch Verstellen des Potentiometers läßt sich bei fast allen Exemplaren (einige erweisen sich als ungeeignet) leicht der optimale Abgriff finden.

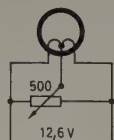


Bild 3. Zur Aufhebung des Kontaktpotentials an der ECC 81

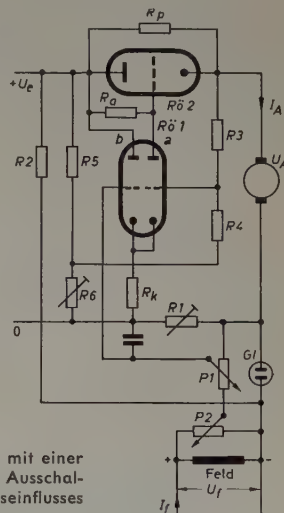


Bild 4. Schaltung mit einer Doppeltriode zur Ausschaltung des Heizungseinflusses

Den Einbau der Doppeltriode in die Schaltung zeigt Bild 4. Hierbei muß immer R_a sehr groß gegen R_k sein. Dann bestimmt nämlich praktisch allein das System b den Spannungsabfall an R_k ; es wirkt also als Katodenverstärker. Auf „Null“ bezogen, sind so Gitter- und Katodenspannung etwa gleich groß. Bei Änderungen wird der geringe Unterschied fast vollständig durch die größere Verstärkung des folgenden Gitterbasissystems ausgeglichen. Bei Gleichspannungswerten verringert sich die Differenz noch dadurch, daß die beiden Systeme eine annähernd gleich große Gittervorspannung haben. Bezeichnen wir die Spannungen der beiden Gitter gegen Null mit U_{ga} und U_{gb} , so gilt

$$U_k \approx U_{gb} = k (U_{gl0} + R_{gl} I_{gl} + d f U_{e0}) + R_1 (I_A + I_{gl}) \quad (40)$$

$$\text{und} \quad U_{ga} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot (U_A + R_1 (I_A + I_{gl})) + h U_e \quad (41)$$

Hierin bedeutet h die mit R_5 und R_6 geteilte Eingangsspannung. Ist R_6 klein gegen R_4 , so gilt hierfür

$$h = \frac{R_6}{R_5 + R_6} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (42)$$

¹⁾ Schrifttum s. Elektron. Rdsch. Bd. 13 (1959) Nr. 1, S. 28

Für die Eingangsspannung folgt jetzt

$$U_{e0} = U_e + R_e \left(I_A + I_{gl} + \frac{U_k}{R_k} \right) \quad (43)$$

Die Ströme durch R_5 , R_3 und R_a sind vernachlässigbar klein. Für den Strom I_{gl} durch die Glühlampe gilt

$$R_2 I_{gl} = U_e - R_e \left(I_A + I_{gl} + \frac{U_k}{R_k} \right) - U_{gl0} - R_{gl} I_{gl} - R_1 (I_A + I_{gl}) \quad (44)$$

Mit Gl. (40) folgt hieraus nach kurzer Zwischenrechnung und den Vernachlässigungen

$$R_2 \gg 2 R_1 + 2 R_{gl} + R_e \quad (45)$$

und

$$k d f \ll 1 \quad (46)$$

sowie der Beziehung

$$R_e \leq R_k \quad (47)$$

die einfachere Gleichung

$$R_2 I_{gl} = U_{e0} - U_{gl0} \left(1 + k \cdot \frac{R_e}{R_k} \right) - I_A R_1 \cdot \frac{R_e}{R_k} \quad (48)$$

Für die Anodenspannung von $R\ddot{o}2$ gilt

$$U_{ar} = U_e - U_A - R_1 (I_A + I_{gl}) \quad (49)$$

Benutzen wir außerdem noch die Gl. (6), (19), (20), (24) und die Beziehung

$$U_{gs} = U_{ga} - U_{gb}, \quad (50)$$

so folgt nach einer längeren Rechnung, bei der die Größen, die von zweiter Ordnung klein sind, vernachlässigt werden, das Endergebnis. Es läßt sich wiederum leicht in der Form von Gl. (34) schreiben. Es gilt dann

$$N_0 = \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \cdot \frac{U_{gl0}}{a \left[1 + D' \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \right]} \quad (51)$$

Analog folgen
$$A = \frac{d f - \frac{R_{gl}}{R_2}}{U_{gl0}} - f \cdot \frac{b}{a} \quad (52)$$

$$B = R_1 \left(D' - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) + R_A \left(D' + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) + R_e \left(\frac{m}{V_s} + D' - k \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_k} \right) + \frac{1}{V_s S_r} + \frac{R_1}{R_2} \left(k R_{gl} + \frac{R_1 R_3}{R_3 + R_4} \right) \quad (53)$$

$$C = \frac{m}{V_s} + D' - h + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (54)$$

Es sind also wieder dieselben Einflüsse vorhanden. Lediglich der Ausdruck für B enthält noch einen mit k veränderlichen Anteil. Dieser läßt sich durch eine zusätzliche Steuerung, die mit k geregelt wird, noch getrennt beheben. Wie eine numerische Rechnung und die Praxis zeigen, ist dieser Anteil aber sehr klein.

7. Der Frequenzregelkreis

Die bisherigen Anordnungen sind reine Steuerungen und lassen deshalb nur eine begrenzte Genauigkeit zu. Die Verhältnisse werden sofort anders, wenn man einen geschlossenen Regelkreis aufbaut. Dabei ist es natürlich günstig, die bereits besprochenen Steuerungen beizubehalten, da bei einem geschlossenen Regelkreis alle Abweichungen nur um einen, wenn auch großen Faktor, vermindert werden.

Für diese Anordnung sind verschiedene Wege gangbar. Bei großen Leistungen ist ein Tachodynamo üblich. In unserem Falle verbraucht er aber zu viel Kraft. Regelungstechnisch wird seine Spannung konstantgehalten. Wesentlich günstiger ist es hier, die Frequenz des Motors mit Hilfe eines Diskriminators in eine Spannung zu verwandeln, die für die Sollzahl N_s des Motors Null ist. Es wird also

eine Abwandlung des Weges, wie er bereits beim Einankerumformer [4]¹⁾ benutzt wurde, aufzubauen sein. Die zusätzlich erforderlichen Schleifringe lassen sich durch eine spezielle Anordnung umgehen (Bild 5). Auf der Motorwelle bringt man ein Isolierteil an, das zwei um 180° versetzte Metallstreifen trägt; sie schließen zwei um 90° versetzte Kontaktpaare viermal bei jeder Umdrehung. Es erfolgt also gleichzeitig eine Vervielfachung der Frequenz. Die zugehörige Schaltung des Diskriminators zeigt Bild 6. K ist hierin das Kontakt-

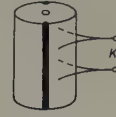


Bild 5. Kontaktanordnung zur Erzeugung einer frequenzproportionalen Wechselspannung

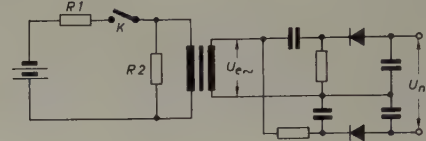


Bild 6. Schaltung des Frequenzdiskriminators

paar, $R1$ dient zur Begrenzung des Stromes und $R2$ dämpft den Trafo so, daß seine Einschwingvorgänge möglichst kurz sind. Obwohl keine Sinusform vor dem RC -Hoch- oder -Tiefpaß vorliegt, arbeitet die Schaltung gut.

Noch einfacher wird es, wenn man die Spannungsschwankungen an den Ankerbürsten direkt nutzt. Es entsteht dort eine Frequenz, die um die Lamellenzahl des Kollektors vervielfacht ist. Diese Spannungsschwankungen werden in der Schaltung nach Bild 4 mitgeregelt und erscheinen mit günstiger Kurvenform und Leistung an R_k . Es kann also ein Trafo in Reihe mit R_k geschaltet werden. Besser ist es aber, vorher noch zu verstärken.

Die Ausgangsspannung des Diskriminators ist nun nur noch mit der richtigen Polung dem Gitter eines Systems der ECC 81 vorzuschalten. Welches System gewählt wird, ist im Endeffekt gleich, da beide in bezug auf die Regelröhre die gleiche Verstärkung haben.

Schwierigkeiten entstehen bei diesem kombinierten Verfahren durch den nur schwer zu verwirklichenden Gleichlauf zwischen der Regelung durch k und der Frequenzeinstellung des Diskriminators. Günstig ist es daher, große Regelbereiche so aufzuteilen, daß stetig etwa 1:4 variiert wird und dann durch zusätzliche Umschaltung der ganze Bereich zu überstreichen ist.

Die endgültige Schaltung ist jetzt leicht aufzubauen. Ihre Wirkung sei berechnet. Zu diesem Zweck schreibt man Gl. (34) jetzt in der weiter vereinfachten Form

$$N = N_0 (k + x_s) = r U_{gl0} (k + x_s) \quad (55)$$

Der Faktor r läßt sich leicht durch Vergleich mit Gl. (51) finden. Die Störgröße x_s soll den Einfluß der Belastungs- und Netzspannungsänderungen erfassen. Die Umdrehungszahl des Motors kann sich also durch k und x_s ändern.

In der Nachbarschaft der Sollumkehrzahl N_s läßt sich die Ausgangsspannung U_n des Diskriminators mit der Eingangsspannung U_e an der Sekundärseite des Trafos durch folgende Gleichung darstellen:

$$U_n = s \left(1 - \frac{N}{N_s} \right) U_e \quad (56)$$

Diese Gleichung ist natürlich nicht auf Diskriminatoren nach Bild 6 beschränkt. Je nach Schaltung und Kurvenform wird jedoch die Wandlungsteilheit s unterschiedlich ausfallen. Für den RC -Glieder-Diskriminator ist sie etwa Eins [4]¹⁾.

Schaltet man nun diese Spannung einem Gitter vor, so liegt sie mit $k U_{gl0}$ in Reihe, und für die neue Umdrehungszahl N' des Motors gilt daher

$$N' = r \left[U_{gl0} + \frac{s}{k} \left(1 - \frac{N}{N_s} \right) U_e \right] (k + x_s) \quad (57)$$

$$N' = N_s \cdot \frac{1 + \frac{s}{k} \cdot \frac{U_{e\sim}}{U_{gl0}}}{\frac{N_s}{N} + \frac{s}{k} \cdot \frac{U_{e\sim}}{U_{gl0}}} \quad (58)$$
$$\Delta N = N - N_s \ll N_s \quad (59)$$
$$N' = N_s + \frac{\Delta N}{1 + \frac{s}{k} \cdot \frac{U_{e\sim}}{U_{gl0}}} \quad (60)$$

Bild 7. Zur Drehmomentstabilisierung

Da ein konstantes Drehmoment seltener gebraucht wird, soll eine entsprechende Schaltung hier nur der Vollständigkeit halber erwähnt werden (Bild 7). Ihre Durchrechnung, die in analoger Weise verläuft, sei dem interessierten Leser überlassen. Entscheidend für die Arbeitsweise ist, daß die Spannung an $R1$ konstantgehalten wird. Gleichzeitig ist damit der Strom durch den Motor und so sein Drehmoment konstant. Mit $R1$ können die Einflüsse der Eingangsspannung und mit $P2$ die des Feldes weitgehend ausgeschaltet werden. Durch Ändern von $R1$ kann ein vorgegebenes Drehmoment eingestellt werden.

✱

$$N = \frac{R_3}{aR_4} \cdot \frac{1}{1 + \frac{b}{a} \cdot U_f} \cdot \left[k U_{gl} \left(1 + d \cdot \frac{U_f}{U_{gl}} \right) + I_A \left(R_1 - \frac{R_4}{R_3} \cdot R_A \right) \right] \quad (11)$$
$$\cdot \left[1 + (df + n) \cdot \frac{U_{e0}}{U_{gl0}} \right] + U_{e0} \left(\frac{m}{V_s} + D' - l \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$$

(eingegangen am 10. Juli 1958)



TELEFUNKEN

Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften mit genauen technischen Angaben.

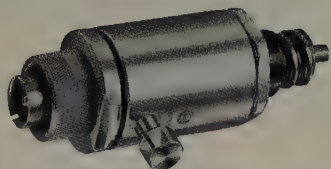
TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU



HOCHFREQUENZ STECKERGARNITUREN

WILHELM SIHN JR. K.G. NIEFERN-PFORZHEIM

AUS UNSEREM FERTIGUNGSPROGRAMM



**S HF-Steckerverbindungen
zum Betrieb von Richtfunk-
strecken bis 5000 MHz
für Wellmantel-Kabel**

Bestellnummer:

SHK 166 82/60 für HSK 7,8/24 W-280 (Südkabel)

SHK 165 81/60 für HFE 8/24-Flexwell (Hackethal)

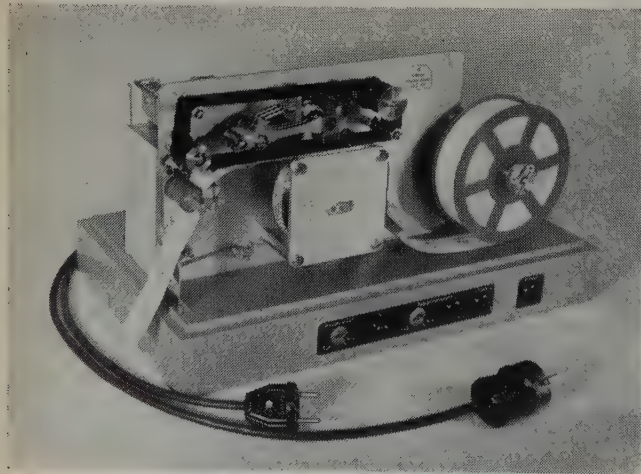
SHK 165 81/50 für HFE 9/24-Flexwell (Hackethal)

Steckeranschluß 6/16 (7/16)

Bitte fordern Sie ausführliche Druckschriften an

Kurzzeitmeß- und Registriergeräte

schreibende und druckende Ausführung



Druckchronograph — Ausführung für Sternwarten

Chronographen

zur Erfassung von schnellverlaufenden
Vorgängen

Zählendruckwerke

hergestellt nach dem Baukasten-
system — Wiedergabe von Datum,

Meßwert, Uhrzeit und Kennnummer. Zur Registrierung von: Impulszahlen,
Analysenwerten, Maschinen-Belegt-Zeiten, Meßwerten von Arbeitsunter-
suchungen, zur Auswertung von Zählergebnissen elektronischer Zähler.

Wir stellen aus: Techn. Messe Leipzig · Halle 15 · Stand Nr. 219-223
Industriemesse Hannover · Halle 10 · Stand Nr. 160

HERMANN WETZER KG. Pfronten/Bay.

REFERATE

Elektronische Bestimmung des Abbindens von Zement

DK 620.1:666.97:621.317.33

Läßt man angerührten Zement längere Zeit an Luft stehen, so erhärtet der Brei allmählich, bis der Zement schließlich mit einem plötzlichen Anstieg der Härte abbindet. Der komplexe elektrische Leitwert des Breis ändert sich während dieser Zeit in einer ganz bestimmten Weise und hat einen ganz charakteristischen Verlauf. Stellt man den komplexen elektrischen Leitwert als Funktion der Zeit dar, so erhält man eine Kurve, die den Augenblick des Abbindens, also den Zeitpunkt, in welchem der Zement die größte Härte erreicht, mit guter Genauigkeit erkennen läßt. Die ausgezogene Kurve im Bild 1 zeigt den typischen Verlauf des komplexen elektrischen Leitwertes des zunächst langsam erhärtenden und schließlich abbindenden Zementbreis, während die gestrichelte Kurve den Verlauf der mechanischen Festigkeit während dieser Zeit angibt. Die mechanische Festigkeit wurde aus der Kraft bestimmt, die zum Einritzen einer Rille vorgegebener Tiefe in die Zementprobe aufgewendet werden mußte. Während der ersten sieben Stunden nimmt die Härte nur wenig zu, um dann im Punkt *C* steil anzusteigen. Im Zeitpunkt *D* ist das Abbinden des Zementes beendet. Dem Punkt *D* entspricht zeitlich genau der Punkt *P* auf der Kurve des elektrischen Leitwertes. Der Punkt *P* ist das Maximum der Leitwertkurve und läßt sich recht exakt ermitteln, weil in den meisten Fällen bei *P* ein sehr ausgeprägter Abfall der Leitwertkurve einsetzt. Das geht sehr anschaulich aus Bild 2 hervor, das an verschiedenen Portlandzementen gemessene Leitwertkurven zeigt.

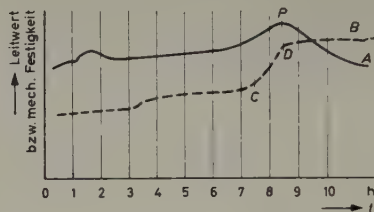


Bild 1. Verlauf des komplexen elektrischen Leitwertes (Kurve A) einer Zementprobe während des Erhärtens und Abbindens im Vergleich zu der mechanischen Festigkeit (Kurve B). Das Abbinden ist im Punkt *D* bzw. im Punkt *P* beendet

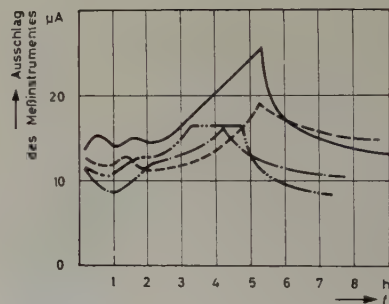


Bild 2. Einige Leitwertkurven während des Abbindens verschiedener Portlandzemente

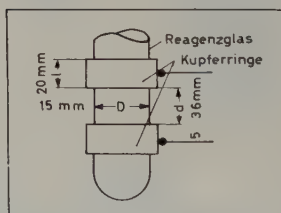


Bild 3. Der für die Leitwertmessung benutzte Kondensator. Die Zementprobe wird in das Reagenzglas gefüllt

Die zum Abbinden eines Zementes erforderliche Zeit kann man also aus der Kurve ablesen, die den zeitlichen Verlauf des komplexen elektrischen Leitwertes wiedergibt. Diese Kurve läßt sich mit verhältnismäßig einfachen Mitteln aufnehmen, wenn man den Zementbrei als Dielektrikum eines Kondensators verwendet und den Verlauf der Impedanz oder die absolute Größe $|Y|$ des komplexen Leitwertes verfolgt. Der Kondensator (Bild 3) besteht aus einem Reagenzglas, das den Zementbrei enthält. Zwei ringförmige Elektroden aus Kupfer umschließen das Reagenzglas in dem einstellbaren Abstand *d*.

Aus Bild 4 geht das Prinzip der Messung des komplexen Leitwertes $|Y|$ hervor. An der oberen Elektrode des Kondensators liegt der Ausgang eines stabilisierten 28-MHz-Oszillators, während die untere Elektrode mit einer Germaniumdiode verbunden ist. Die Reihenschaltung von Kondensator und Diode bildet so die Belastung des Oszillators, und der durch die Diode fließende gleichgerichtete Strom ist dem absoluten Betrag $|Y|$ des Leitwertes (vgl. Ersatzschaltbild) proportional. Der mit einem Mikroampere-meter gemessene Diodenstrom muß also dem Leitwert proportional sein und ist somit unmittelbar ein Maß für den Leitwert. Der mittlere Gleichstrom der Diode wird in der gezeigten Weise kompensiert, so daß ein sehr empfindliches Meßinstrument benutzt werden kann.

Beachtung verdient die Schaltung des HF-Oszillators (Bild 5), der hinsichtlich Frequenz- und Amplitudenkonstanz besonders hohe Anforderungen erfüllen muß, weil sich die Messungen zur Aufnahme einer Kurve über mehrere Stunden erstrecken und jede Schwankung von Amplitude oder Frequenz den Meßwert verfälscht. Die quartzgesteuerte Schwingstufe Rô 1a des Oberwellen-Oszillators arbeitet auf 7 MHz, der Anodenkreis mit L 1 und C 1 ist auf 28 MHz abgestimmt. Die HF-Spannung im Punkt A gelangt über den veränderbaren Kondensator C 2 zu einem Spannungs-

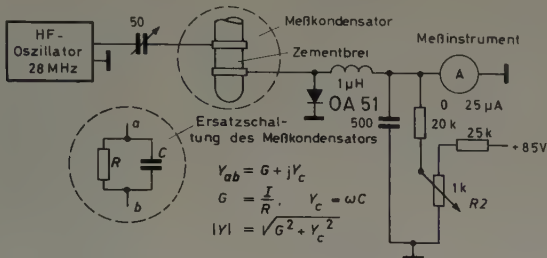


Bild 4. Schaltprinzip der Leitwertmessung und Ersatzschaltbild des Meßkondensators

teiler, von dessen Abgriffen über den Umschalter S 2 eine stufenweise wählbare Ausgangsspannung abgenommen werden kann. Zum Konstanthalten der Amplitude der Schwingspannung dient die Regelröhre Rô 1b, an deren Steuergitter eine Vorspannung von -18 V liegt, die die Röhre sperrt. Ein Teil der im Punkt A vorhandenen Schwingspannung wird in der Gasdiode Rô 2 gleichgerichtet und tritt als zusätzliche positive Vorspannung am Steuergitter der Regelröhre Rô 1b auf. Infolge dieser positiven Steuergitterspannung fließt ein gewisser Anodenstrom, der an R 1 einen Spannungsabfall erzeugt, um den sich das Potential an der Anode der Schwingröhre Rô 1a erniedrigt. Nimmt die HF-Amplitude am Punkt A aus irgendeinem Grunde zu, dann wird der Anodenstrom von Rô 1b und damit der Spannungsabfall an R 1 größer, so daß die Gleichspannung an der Anode von Rô 1a sowie die Schwingspannung kleiner werden. Die umgekehrte Wirkung tritt ein, wenn die Amplitude im Punkt A kleiner werden sollte. Durch einige Versuche und Einstellen von R 4 kann die Schwingamplitude auf diese Weise nahezu unabhängig von Schwankungen der Speisespannung und der Belastung des Oszillatorausganges gemacht werden. Die Kompensationsspannung für das Meßinstrument wird durch einen Stabilisator 85 A 1 konstantgehalten und ist mittels R 2 einstellbar. Das Meßinstrument dient sowohl zur Überwachung der Netzspannung als auch zur Anzeige des Leitwertes (Umschalter S 3). In Stellung „Netz“ wird

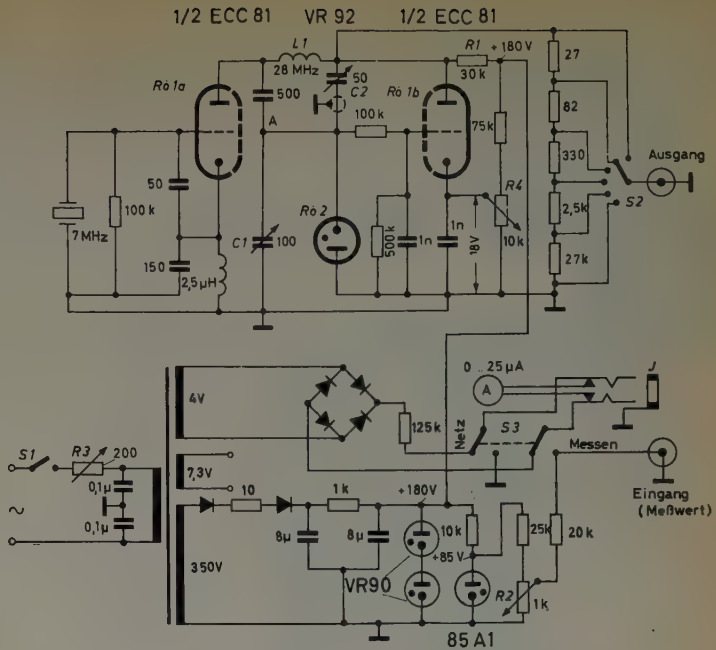


Bild 5. Vollständiges Schaltbild des Oszillators mit Netzteil







R 3 so eingestellt, daß das Instrument auf eine vorgegebene Marke einspielt; diese Einstellung ist bei jeder Messung zu überprüfen. In Stellung „Messen“ wird der Zeiger des Instrumentes mit Hilfe von S 2 und R 2 auf einen mittleren Skalenwert eingestellt. Da es nicht darauf ankommt, absolute Leitwerte zu messen, sondern nur der relative Verlauf des Leitwertes festgestellt zu werden braucht, ist eine besondere Eichung des Meßinstrumentes nicht erforderlich. An die Buchse J läßt sich ein Tintenschreiber zum Aufzeichnen der Leitwertkurve anschließen; das Meßinstrument wird dabei automatisch abgeschaltet. Nimmt man die Kurve punktweise auf, so genügt es, etwa alle 15 Minuten eine Ablesung vorzunehmen.

Dr. F.

(Nach Tobio, J.M.: Electronics determines cement setting time. Electronics Bd. 31 (1958) Nr. 41, S. 88).

RELAISRÖHREN MIT KALTER KATHODE

WELCHES IST IHR STEUERPROBLEM? Bauen Sie

-  elektronische Zeitrelais und Programmsteuerungen?
-  Lichtsteuerungen (Lichtstrahlsteuerungen, Ölfeuerungsautomaten usw.) mit Photozellen oder Photohalbleitern?
-  Niveauüberwachungen in schwach leitenden Medien?
-  Schutzschaltungen für feinste und hochohmige Kontakte?
-  Überwachungseinrichtungen für kleinste Ströme?
-  Automatik- und Zähl-schaltungen?

Nur Relaisröhren mit kalter Kathode bieten alle diese Vorteile:

Stromverstärkungen bis zu vielen Millionen in einer Stufe, einfachste Schaltung und Anwendung, kein Heiztrafo, dauernde Bereitschaft ohne Stromverbrauch und Abnutzung, unempfindlich gegenüber Temperaturschwankungen von -30° C bis +80° C, kurzzeitig stark überlastbar, sehr lange Brenndauer, hohe Zuverlässigkeit

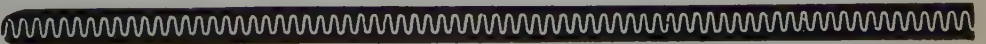
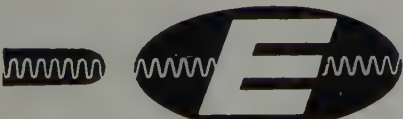
Verlangen Sie bitte noch heute die folgenden vor kurzem erschienenen Anwendungsblätter mit vielen neuen Anregungen und Hinweisen:

- 17.16.11 Die Relaisröhre ER 21A für Wechselstrombetrieb
- 17.16.12 Elesta-Relaisröhren für Gleichstrombetrieb
- 17.16.08 Zeitverzögerungskreise mit Elesta-Kaltkathodenröhren

ELESTA - KALKATHODENRÖHREN

ELESTA AG ELEKTRONISCHE STEUERAPPARATE BAD RAGAZ (SCHWEIZ)

In Westdeutschland: Ernst-Günther Hannemann • Gutleutstraße 11, Frankfurt am Main • Telefon Nr. 33 15 94



Hochempfindliche

DREHSPUL-MESSRELAIS

SB 1 - Drehspulrelais in Miniaturausführung
Abmessungen 36 x 20 mm

SB 2 - Drehspulrelais mit von außen verstellbarem Minimal- und Maximalkontakt

SV 10 - Drehspulrelais mit einstellbarem Minimal- u. Maximalkontakt u. Kontakt-Druckverstärkung

Wir liefern weiterhin Relais-Kombinationen sowie Schaltrelais in verschiedenen Ausführungen auch als Steckrelais

ELECTRONEST GMBH.

OTTENHAUSEN-SAARBRÜCKEN · TEL. 43095



SILIZIUM-PHOTOELEMENTE

Extrem hohe Leistung, etwa 8 mW/cm^2 bei 100 000 Lux

Sehr hohe Konstanz selbst bei hohen Beleuchtungsstärken, nutzbarer Spektralbereich von 300—1800 nm, Arbeitsbereich —60 bis +175°C, Photostrom nahezu temperaturkonstant, angelötete Abnahmedrähte, Trägheit kleiner als 0,01 sec., 30 verschiedene Typen in allen Größen, Vielfachzellen für Spannungen bis zu 30 Volt, Zellenbatterien zur Ladung von Akkumulatoren

Verlangen Sie Liste 1 Si/ER

Spezialfabrik lichtelektrischer Zellen und Apparate

Dr. B. LANGE

Berlin-Zehlendorf, Hermannstr.14-18, Fernruf 843051

Drahtanschrift: Photozelle Berlin · Fernschreiber 018 3163

ANGEWANDTE ELEKTRONIK

Elektronische Temperatur-Meßgeräte „Celsiumat“

Die fortschreitende Rationalisierung der Fertigungsmethoden und die Überwachung des Produktionsprozesses verlangen vielfach eine den speziellen Betriebsverhältnissen angepaßte sekundenschnelle Messung von Temperaturen. Die von der Firma W. Graef entwickelten tragbaren Temperatur-Meßgeräte „Celsiumat I“ und „Celsiumat II“ verwenden als Temperaturfühler einen NTC-Widerstand in einer Brückenschaltung. Die Geber sind Differential- oder Integralgeber. Differentialgeber dienen der Erfassung punktförmig auftretender Temperaturen, während Integralgeber der genauen Ermittlung der Temperaturen an Oberflächen von Metallen und Kunststoffen dienen. Die Meßgenauigkeit des „Celsiumat I“ ist etwa $\pm 2\%$, die des „Celsiumat II“ besser als 1% vom Skalenendwert.

„Celsiumat V“ und „Celsiumat VI“ sind Präzisions-Meßgeräte in Kompensationsschaltung zur Messung von Strahlungstemperaturen. Sie werden vorzugsweise dort verwendet, wo mit den üblichen Kontaktverfahren (Glasthermometer, Thermoelement, Widerstandsthermometer, NTC-Element) nicht gearbeitet werden kann. Die von der Strahlungsquelle ausgehende Infrarotstrahlung wird vom Meßwertgeber in eine elektrische Spannung umgesetzt und die nach Verstärkung in einem Zerhacker-Verstärker und phasengetreuer Gleichrichtung erhaltene Gleichspannung zu 99% der Eingangsspannung gekoppelt. Die Meßgenauigkeit des Kompensationsverstärkers ist $\pm 0,5\%$, die Zeitkonstante des Meßwertgebers $75 \mu\text{s}$ (Maximum der spektralen Empfindlichkeit bei $2,5 \mu\text{s}$). Die verschiedenen Ausführungen sind entweder nur anzeigend oder anzeigend und schreibend oder anzeigend, signalisierend und steuernd mit verstellbaren Grenzwertkontakten lieferbar.

ELRU-Information 600

Klystron-Netzgerät Typ 1856

Um Oszillatoren mit Klystrons niedriger Spannung mit höchster Frequenz- und Leistungskonstanz zu betreiben, hat Airmec Ltd. ein Netzgerät entwickelt, das in einem Gehäuse zwei getrennte Netzteile enthält, die einzeln oder gemeinsam betrieben werden können und unabhängig voneinander regelbar sind. Die Katodenspannung ist negativ gegen Erde, um die Anode auf Erdpotential legen zu können und damit die Isolation



des großen äußeren Resonators zu erleichtern. Eingebaute Oszillatoren ermöglichen eine Rechteck- und eine Sägezahn-Modulation. Die Rechteck-Modulation wirkt auf die Katodenspannung eines Oszillators über einen Katodenverstärker als Modulator. Die Sägezahnspannung kann einer der beiden Reflektorspannungen überlagert werden und ist unabhängig für beide Netzteile einstellbar. Pulsmodulation ist über eine von außen angelegte Spannung möglich.

ELRU-Information 601

Silizium-Leistungsgleichrichter OY 5061 bis OY 5067

Um den Anforderungen der Industrie gerecht zu werden, hat Intermetall die Bauform der Silizium-Leistungsgleichrichter OY 6041 bis OY 6047 etwas abgeändert. Die neue Ausführung OY 5061 bis OY 5067 hat nunmehr zwecks besserer Befestigung ein Sechskant-Gehäuse für 11 mm Schlüssellweite. Außerdem wurden die elektrischen Eigenschaften wesentlich verbessert. Der maximal zulässige Richtstrom ohne Kühlfläche ist bei der neuen Ausführung 600 mA. Mit 12 cm^2 Kühlfläche ist ein Richtstrom von 1,2 A zulässig.

ELRU-Information 602

Szintillationszähler FH 421

Der Szintillationszähler FH 421 der Frieske & Hoepfner GmbH ist wegen seiner universellen Verwendbarkeit und einfachen Handhabung ein wertvolles Instrument der radiologischen Praxis. In Verbindung mit einem Zählgerät dient er allgemein zur Messung von α -, β - und γ -Strahlen. Je nach Strahlungsart lassen sich hierfür entsprechende Meßköpfe aufsetzen. Der γ -Meßkopf zeichnet sich durch besonders hohe Empfindlichkeit aus und ist auch zur Spektroskopie der γ -Strahlung bestens geeignet.

Die Sonderausführung FH421S hat sehr hohes energetisches Auflösungsvermögen und unterscheidet sich von der Normalausführung FH421 durch nach spektrometrischen Gesichtspunkten besonders ausgewählten Photomultiplier und Kristall. Die Grundsonde ist mit einem Photomultiplier Du Mont 6292 und einer Röhre 5654 als Katodenverstärker ausgerüstet. Für den Multiplier werden 1200...1450 V (etwa 0,45 mA) benötigt; das energetische Auflösungsvermögen ist < 10%, das zeitliche Auflösungsvermögen 1 µs.

ELRU-Information 603

Mikroschalter-Relais „20 M“



Als Kombination eines Magnetrelais mit einem Micro-Subminiatur-Schalter hat die Firma Erni & Co. dieses Mikroschalter-Relais hoher Schaltleistung herausgebracht. Es zeichnet sich durch geringe Abmessungen und hohe Belastbarkeit der beiden Wechselkontakte aus und ist rüttelsicher und schlagfest. Das Mikroschalter-Relais wird mit Vorteil auch dort eingesetzt, wo trotz schleichenden Strom- oder Spannungsanstiegs exakt geschaltet werden muß, oder wo als Folge schlecht geglätteter Erregerspannung Ankervibrationen auftreten können und trotzdem für beide Kontakte gleiche und hohe Kontaktdrücke gefordert werden müssen.

ELRU-Information 604

Zeitmarkengeber

Bei vielen Untersuchungen sind Zeitmarken oder Zeitimpulse notwendig. Oftmals können zwar Sekundenuhren die Zeitmarken abgeben, aber oft ist die Sekunde als Zeiteinheit nicht geeignet. Für solche Fälle sind die von der H. Wetzler KG entwickelten Kontaktwerke bestimmt. Die Sekundenkontaktwerke können durch ein sirenenfederreguliertes Uhrwerk (Laufzeit 6 und 30 Minuten) oder durch einen Synchronmotor angetrieben werden. Die eingebauten Kontakte sind mit 200 mA (max. 3 W) belastbar. Für größere Belastungen werden ein oder auch mehrere schnell ansprechende polarisierte Relais eingebaut. Die Dauer des Stromschlusses ist einstellbar, und es ist möglich, zur beliebigen Änderung der Kontaktdauer eine zusätzliche Anordnung (auch mit Feineinstellung) einzubauen. Bei Untersuchungen, die sich über eine lange Beobachtungszeit erstrecken, ist es vorteilhaft, bestimmte Sekunden bei der Kontaktgabe auszulassen, um sicheres und schnelles Auszählen der Sekunden und eventuell Minuten zu ermöglichen. Zu diesem Zweck wird eine Anordnung zur Stromunterbrechung eingebaut.

ELRU-Information 605

Fernseh-Meßempfänger „FME 275“

Dieses Gerät der Rafena Werke ermöglicht die Untersuchung der Qualität der Modulation von Fernsehsendern im Ausgang der Brückenweiche. Zu diesem Zweck gelangt das dem Ausgang der Brückenweiche entnommene Bild- und Tonsignal über einen Eingangsspannungsteiler an die Mischstufe, bei der durch Überlagerung mit einer der 11 Oszillatorfrequenzen eine ZF von 38,9 MHz für das Bild und von 33,4 MHz für den Ton entsteht. Nach Verstärkung in dem vierstufigen Breitband-ZF-Verstärker wird das Signal videofrequenz demoduliert und auf den Eingang zweier entkoppelter Kabelstufen verteilt, wo es mit 75 Ω Auskopplungswiderstand entnommen wird. Die Intercarrierfrequenz wird nach einstufiger Verstärkung und Begrenzung demoduliert und über eine Vorstufe, Phasenumkehrstufe und Gegentakt-Endstufe auf den erdsymmetrischen Ausgang gegeben. Zur Erzeugung des Träger-Nullwertes ist ein Multivibrator und zur Nyquist-Mittelanzeige ein Schmalbandverstärker eingebaut. Es lassen sich mit diesem Meßempfänger folgende Funktionen messen. a) Bildsender: Abbildung des Einschwingverhaltens über angeschlossenen Oszillografen, Messung des Videofrequenzganges, Messung der Gradationsverzerrungen, Abgleich der videofrequenten Phasenvorverzerrung, Überwachung der Senderaussteuerung auf Einhaltung des Trägerrestes, Überwachung der Bildqualität während der Sendung; b) Tonsender: Messung des Frequenzganges, Messung des Klirrfaktors, Messung des Intercarrier-Störabstandes, Überwachung der Tonqualität während der Sendung.

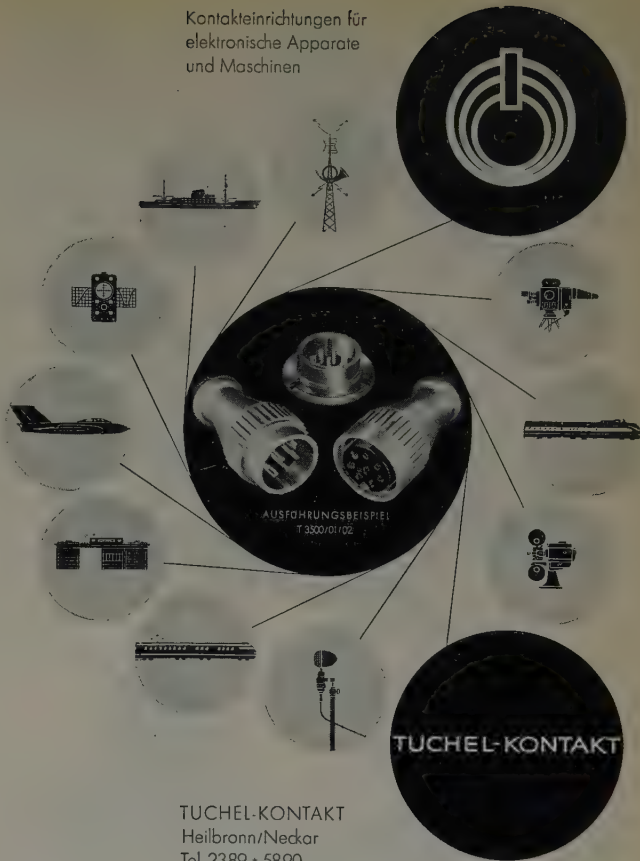
ELRU-Information 606

Sauerstoff-Analysator für gelösten Sauerstoff

Um die Korrosion von Rohrleitungen und Apparaturen, vor allem in Kraftwerken, zu beherrschen, ist es notwendig, den im Kesselspeisewasser gelösten Sauerstoff fortlaufend zu überwachen. Der Sauerstoff-Analysator Modell 70 der Beckman Instruments GmbH löst dieses Problem auf einfache und exakte Weise und gestattet den Nachweis von Sauerstoffkonzentrationen bis herab zu 0,5 mg/m³. Das Meßprinzip nutzt die Reaktion von Sauerstoff mit Stickstoffoxyd nach der Formel $O_2 + 4NO + 2H_2O \rightarrow 4HNO_2$ aus. Zu diesem Zweck wird der Wasserprobe Stickstoffoxyd im Überschuß zugeführt, so daß der gesamte gelöste Sauerstoff in salpetrige Säure übergeführt wird, deren spezifische Leitfähigkeit in einer Leitfähigkeitszelle gemessen wird. Die Konzentration der salpetrigen Säure ist der Menge des gelösten Sauerstoffs direkt proportional, so daß die Änderung der elektrischen Leitfähigkeit ein Maß für die Konzentration des gelösten Sauerstoffs ist. Die Ansprechzeit ist sehr günstig. Sie beginnt 45 Sekunden nach Eintritt der Probe in das Analysesystem und erreicht nach weiteren 2 Minuten ungefähr 95%; nach 4 Minuten zeigt das Gerät die gesamte Konzentration des in der Probe gelösten Sauerstoffs an.

ELRU-Information 607

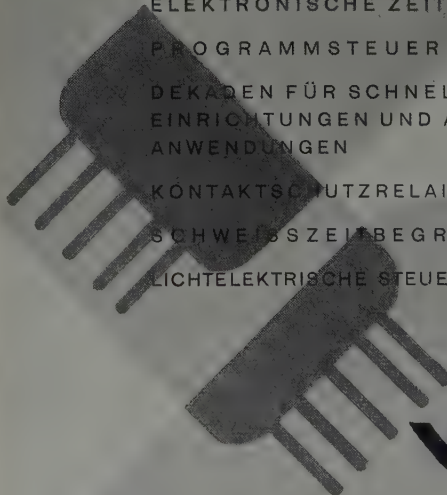
Kontaktleinrichtungen für elektronische Apparate und Maschinen



TUCHEL-KONTAKT
Heilbronn/Neckar
Tel. 2389 + 5890
Telex 0728/816

ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

- ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS
- PROGRAMMSTEUERUNGEN
- DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHLEINRICHTUNGEN UND ANDERE ANWENDUNGEN
- KONTAKTSCHUTZRELAIS
- SCHWEISSZEITBEGRENZER
- LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN



VONA

GEBR. v. ALTEN
KRONBERG IM TAUNUS

FERNRUF 2634 • FERNSCHREIBER 04 15814



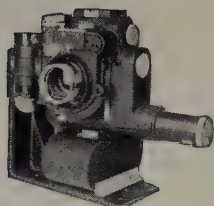
ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

~~ABHEBEN?~~
~~AUF SCHREIBEN?~~
~~SKIZZIEREN?~~
~~DIKTIEREN?~~
~~VERGLEICHEN?~~
~~BEWERTEN?~~



Nein!

**Fotografisch
registrieren!**



ROBOT registriert rationell!
 Fordern Sie die ausführliche und
 reichbebilderte Broschüre TW/ER
 über das Wesen der fotogra-
 fischen Registrierung an bei:

ROBOT-BERNING & CO. DÜSSELDORF

*Bei jedem Handgriff
tickt die Uhr...*

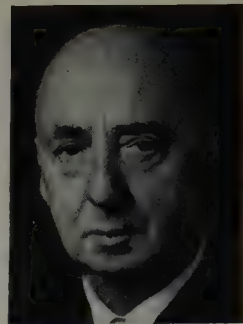
SCHÄFER

Greifnahes Bereitstellen des Materials
 gelingt mit LAGER-FIX-Sichtkästen
 Verlangen Sie bitte ausführliches Angebot
FRITZ SCHÄFER CMBH
 NEUNKIRCHEN, KREIS SIEGEN · FERNRUUF 535

PERSÖNLICHES

Friedrich Spennrath †

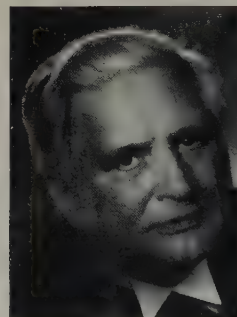
Am 22. Januar 1959 starb im Alter von 70 Jahren Regierungsbaurat a. D. Dr.-Ing. E. h. F. Spennrath, der Ehrenpräsident der Industrie- und Handelskammer Berlin und frühere Vorsitzende des Vorstandes der AEG. Anlässlich seines 70. Geburtstages am 8. August 1958 konnten wir das Leben und Wirken des Verstorbenen im Augustheft unserer Zeitschrift würdigen. Mit Spennrath verliert die deutsche Elektroindustrie eine ihrer profilierten Persönlichkeiten, deren Name mit der Entwicklung dieses Industriezweiges auf das engste verbunden ist.



Günter Spemann 50 Jahre

Am 12. Februar 1959 konnte Direktor G. Spemann, Mitglied des Vorstandes der DeTeWe, Berlin, seinen 50. Geburtstag feiern. Spemann absolvierte nach dem Besuch des humanistischen Gymnasiums eine kaufmännische Lehre und war anschließend mit speziellen betriebswirtschaftlichen Arbeiten in seiner Lehrfirma beschäftigt. Als Prokurist übernahm er Ende 1942 das kaufmännische Rechnungswesen der DeTeWe und widmete sich nach Kriegsende mit allen Kräften dem Wiederaufbau der Firma. Es gelang ihm, die damals oft fast unlösbaren finanziellen Aufgaben erfolgreich zu lösen, und damit trug er maßgeblich zu der heutigen Stellung und Bedeutung der DeTeWe bei. 1949 wurde Spemann zum stellvertretenden Mitglied des Vorstandes und Ende 1950 zum ordentlichen Mitglied des Vorstandes der DeTeWe bestellt, deren kaufmännische Leitung in seinen Händen liegt.

Dr. B. Lange 25 Jahre im Dienst der Photoelektrotechnik



Am 20. Dezember 1958 konnte die Firma Dr. Bruno Lange, Berlin-Zehlendorf, auf ihr 25jähriges Bestehen zurückblicken. Als Mitarbeiter des Kaiser-Wilhelm-Institutes (heute Max-Planck-Institut) in Berlin, entdeckte der Physiko-Chemiker Dr. B. Lange vor mehr als 30 Jahren den Photoeffekt an Sperrschichtzellen, mit denen die direkte Umwandlung von Licht in Elektrizität möglich war. Alle damals angestellten Spekulationen, nach diesem Prinzip eine neuartige Stromversorgung aufzubauen, erwiesen sich aber als übereilt, da der Nutzeffekt (0,1% des einfallenden Lichtes) noch recht klein war. Kurze Zeit später ergab sich aber schon eine wichtige Anwendungsmöglichkeit für die fotografischen Belichtungsmesser, die heute für eine ganze

Industrie von Bedeutung geworden sind. Neben Selen-Photoelementen werden heute in den Werkstätten der Firma auch neuartige Silizium-Photoelemente hergestellt, deren Wirkungsgrad etwa um den Faktor 100 größer ist.

Damals wandte der junge Wissenschaftler sich jedoch anderen Anwendungsmöglichkeiten zu. Er entwickelte 1933 das erste photoelektrische Kolorimeter, mit dem die Analyse aller gebräuchlichen Elemente und zahlreicher chemischer Verbindungen quantitativ und unabhängig von der Sehtüchtigkeit des Beobachters möglich ist. Im gleichen Jahre gründete Dr. B. Lange seine Firma, die ausschließlich derartige Geräte herstellte.

In den vergangenen 25 Jahren entstanden zahlreiche Typen von neuartigen Kolorimetern, Flammenphotometern, Multiflex-Galvanometern und anderen photoelektrischen Meßgeräten. Erwähnt seien beispielsweise das Universal-Kolorimeter, das für die Ausschlagsmethode ebenso geeignet ist wie für die Kompensationsmethode, das Spektral-Kolorimeter für den Wellenlängenbereich 400...700 nm, das Mikro-Kolorimeter für Füllmengen von nur 0,7 ml, die verschiedenen Typen von Flammenphotometern, die Schwärzungsmesser, der Nachlaufschreiber und der neue Koordinaten-



Modell eines Sonnenmotors mit Silizium-Photoelementen (Dr. B. Lange)

schreiber sowie das Dilatometer, ein hochempfindliches Ausdehnungsmeßgerät mit bis zu 20000facher Übersetzung. Hinzu kommen weiterhin die photoelektrischen Schaltgeräte.

Heute arbeiten in dem modern eingerichteten Betrieb etwa 200 Wissenschaftler, Ingenieure und Facharbeiter. Die dort hergestellten Geräte finden in Wissenschaft, Industrie und Medizin praktische Anwendung. Für hervorragende Leistungen wurde Dr. Bruno Lange 1951 mit der DECHEMA-Goldmedaille ausgezeichnet. Über 60% der Produktion wird heute exportiert, und ständigen Kunden in 55 Ländern ist der Name Dr. B. Lange ebenso ein Begriff wie der deutschen Fachwelt.

25 Jahre Paul Lippke, Meß- und Regelgeräte

Anläßlich des 25jährigen Firmenjubiläums gab die Neuwieder Firma eine Festschrift heraus, die neben zwei Beiträgen über die Entwicklung des Unternehmens und über Paul Lippke, Der Mensch und seine Idee, noch zwölf technische Aufsätze enthält. Sie geben einen interessanten Einblick in das Spezial-Arbeitsgebiet der Firma, die sich mit der Herstellung von Meß- und Kontrollapparaten für die zerstörungsfreie Prüfung von Massengütern und vor allem mit der Herstellung von Meß- und Regelgeräten für Trocknung und Befeuchtung von Massengütern aller Industriezweige befaßt. Während einige dieser Beiträge den Anwendungen in der Faserstoff- und Papierindustrie gewidmet sind, zum Beispiel Feuchtigkeitsmessungen an Faserstoffbahnen, automatische Produktionskontrolle in der Papierindustrie, Möglichkeiten für die Automatisierung der Papierindustrie, haben andere die Anwendungen in der Getreide-Verarbeitung und -Lagerung sowie in der Holzfaserplatten-Industrie zum Gegenstand.

AUS INDUSTRIE UND WIRTSCHAFT

Leipziger Frühjahrsmesse 1959

Vom 1. bis 10. März 1959 findet die Leipziger Frühjahrsmesse 1959 statt, deren Schwergewicht wiederum bei den technischen Branchen liegt. Für die über 9000 Aussteller aus über 40 Ländern stehen 22 Hallen, 17 Pavillons und 16 Messehäuser mit 290 000 m² Ausstellungsfläche sowie ein Freigelände von 70 000 m² zur Verfügung. Man erwartet Fachbesucher aus über 70 Ländern. Ein Drittel der Messefläche haben das Ausland und die Bundesrepublik Deutschland belegt. Größter Auslandsaussteller ist die Sowjetunion. Zum ersten Male werden 14 bedeutende schwedische Stahlwerke sowie der Britische Werkzeugmaschinen-Verband in Leipzig vertreten sein. Aus der Bundesrepublik treten die Betriebe der Elektrotechnik verstärkt auf. Die Rundfunkgeräte-Industrie der Deutschen Demokratischen Republik wird mit einem vielseitigen Angebot von mehr als 40 Typen vertreten sein.

Standard Elektrik Lorenz rechnet mit 10 Prozent Umsatzsteigerung

Für das Geschäftsjahr 1958 rechnet die *Standard Elektrik Lorenz AG*, Stuttgart, gegenüber dem Vorjahr mit einer Umsatzsteigerung von mindestens 10%. Den Hauptanteil an dieser Steigerung haben die Rundfunk-, Fernseh- und Phonogeräte und ihre Bauelemente. Auch auf dem Gebiet der Fernsprech-Vermittlungstechnik wurden günstige Ergebnisse erreicht. Rund 18% des Umsatzes entfallen auf den Export. Um die Produktionskapazität der Marktlage anzupassen und um die Fertigung weiter zu rationalisieren, waren 1958 wieder verhältnismäßig hohe Investitionen im Betrag von rund 22 Mill. DM erforderlich. Für 1958 erwartet man einen höheren Reingewinn als im Vorjahr. Voraussichtlich werden 10% Dividende ausgeschüttet. Die weitere Geschäftsentwicklung wird zuversichtlich beurteilt, und man rechnet auch für 1959 mit einer Umsatzsteigerung.

Indien-Auftrag für Telefunken

Von der *CAA* erhielt *Telefunken* den Auftrag auf Lieferung von zwei Präzisionsanflug-Radaranlagen „PAR-2“ nach Indien. Die mit einer neuentwickelten Spezial-Antenne ausgerüsteten Anlagen sind für die Flughäfen Bombay und Neu Delhi bestimmt.

Umsatzsteigerung bei Metz

Das Jahr 1958 brachte dem Fürther Unternehmen einen Rekordumsatz von 55 Mill. DM, wovon 40 Millionen auf Fernseh- und Rundfunkgeräte und 15 Millionen auf Blitzgeräte entfallen. Gegenüber 1957 bedeutet das eine Steigerung auf 180%. 30% des Gesamtumsatzes von *Metz* entfallen auf den Export, der vor allem nach den USA eine beträchtliche Steigerung erfuhr.

Eidophor-Vorführungen in USA

Auf einer Tagung der *American Association for the Advancement of Science* in Washington wurde Ende 1958 der in der Schweiz entwickelte Eidophor-Fernsehprojektor mit Live-Übertragungen in Farbe vorgeführt. Für den Eidophor-Projektor nennt *CIBA* in USA einen Preis von 13 000 \$ für die Schwarz-Weiß-Ausführung und von 16 000 \$ für die Farb-Ausführung. Eine komplette, in einem Übertragungswagen von rund 12 m Länge eingebaute Anlage soll 336 000 \$ kosten. Die Anlage ist mit zwei Eidophor-Projektoren (Bildgröße etwa 7,5 x 10 m für Schwarz-Weiß und 3,7 x 4,9 m für Farbe), vier Fernskameras, einer Lautsprecheranlage, zwei großen Bildwänden und den Steuergeräten ausgestattet.

5 besondere Vorteile für die Klirrfaktormessung im Tonfrequenzbereich

Filteranschlüsse, dadurch Brummunterdrückung und Einzelerfassung der Oberwellen

Quotientenmeßwerk, dadurch Klirrfaktor sofort ablesbar

eingebauter Kleinoszillograph, dadurch schneller Abgleich, Anzeige von Oberwellen und Brumm

Schirmbilder: oben: vornehmlich k_2 unten: k_2 und Brumm



Selektionsteil abschaltbar, dadurch als direktzeigender Frequenzgangmesser bis 100 kHz benutzbar

geeichte Frequenzskala, dadurch schnelle und sichere Einstellung

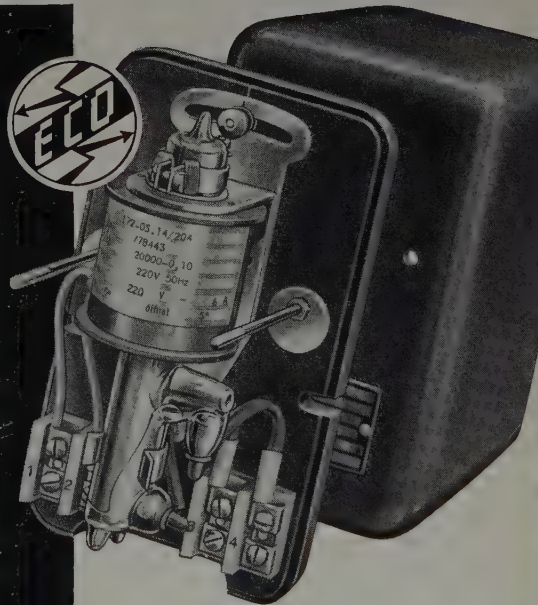
Frequenzbereich 20 Hz... 20 kHz
Klirrbereich 0,1...100%
Eingang (500 kΩ) 50 mV...200 V

2d



WANDEL u. GOLTERMANN
RUND- UND MESSGERÄTE · REUTLINGEN/WÜRT.

Industrieschaltgeräte nach VDE 0660/52



Elektronische Relais

Schweißzeitbegrenzer
Dämmerungsschalter
Lichtstrahlsteuerungen

Ülfeuerungsautomaten nach DIN 4787

Quecksilberrelais aller Art
Zeitschaltwerke
Drehmesserschalter

Silizium-Halbleiter

Temperaturregler und -begrenzer

EBERLE & CO NÜRNBERG · OEDENBERGER STR. 57/65
ELEKTRO-GMBH

Farbfernsehen in den USA

Ende 1958 waren in Amerika etwa 450 000 Farb-Fernsehempfänger in Betrieb. Gegenüber den 48 Millionen Schwarz-Weiß-Empfängern ist das ein fast verschwindender Bruchteil, und der erwartete Aufschwung des Farbfernsehens ist auch 1958 ausgeblieben. Nur ein einziger Sender strahlt regelmäßig ein zehnstündiges Wochenprogramm in Farbe aus.

Bell investiert zwei Milliarden Dollar

Nach Angaben des Präsidenten der AT&T Co. will der Bell-Konzern 1959 für die Erweiterung und Verbesserung der bestehenden Anlagen insgesamt zwei Milliarden Dollar investieren.

Neue Plessey-Gesellschaft für die Magnet-Produktion

Plessey Co. Ltd. gab kürzlich bekannt, daß ein Vertrag zwecks technischen Erfahrungsaustausches mit der Arnold Engineering Co., Illinois, abgeschlossen worden ist. Die von Plessey vor Jahren aufgenommene Entwicklung und Fertigung von magnetischen Werkstoffen soll damit ihren bisherigen hohen Stand auch in Zukunft aufrechterhalten. Die Fertigung erfolgt bei der von Plessey gegründeten Firma Preformations Ltd.

Neue Katodenstrahlröhre von Westinghouse

Eine neue Katodenstrahlröhre von Westinghouse arbeitet mit zwei getrennten elektronenoptischen Systemen. Beide Systeme können zum Schreiben benutzt werden oder eines der beiden zum selektiven Löschen von Daten, die auf dem gemeinsamen Bildschirm gespeichert sind. Die Röhre soll vor allem bei der Datenübertragung, bei Wetter-Radargeräten usw. Verwendung finden.

Doppelpentode 6DY7 für Stereo-Endstufen

Eine kürzlich von Sylvania herausgebrachte Doppelpentode „6DY7“ in Spanngittertechnik mit gemeinsamer Katode und gemeinsamem Schirmgitter und 5 bis 6 W Ausgangsleistung je Kanal ist speziell für die Endstufe von Stereo-Geräten bestimmt.

Katodenstrahlröhre hohen Auflösungsvermögens

Eine neue Katodenstrahlröhre mit einer Auflösung von 5000 Zeilen kündigte Ferranti an. Das hohe Auflösungsvermögen soll mit einer besonders feinkörnigen Leuchtschicht erreicht worden sein. Der Durchmesser des Schirmes ist 127 mm, der Durchmesser des Lichtpunktes 0,025 mm. Die Röhre soll vorzugsweise in Bodenbeobachtungsgeräten von Flugzeugen eingesetzt werden.

Sylvania-Magnetrons M4036, M4155 und M4064 für das Ka-Band

Für das Ka-Band (33...36 GHz) brachte Sylvania neben den schon bekannten Typen 5789 und 6799 die Typen M4036, M4155 und M4064 heraus, so daß jetzt der Leistungsbereich 20...100 kW erfaßt wird. Diese Röhren sind vor allem für Radargeräte mit sehr hoher Auflösung bestimmt. Bemerkenswert ist das niedrige Gewicht, so daß die Röhren auch für Radargeräte an Bord von Flugzeugen geeignet sind. Das 20-kW-Magnetron M4036 wiegt nur etwa 4 kg, das 40-kW-Magnetron M4155 etwa 5 kg und das 70-kW-Magnetron M4064 6 kg.

Plastik-Potentiometer

Ein Potentiometer, bei dem die Widerstandsschicht aus einer leitenden Plastikmasse hoher Abriebfestigkeit besteht, hat die New England Instrument Co. entwickelt. Die Oberfläche der leitenden Plastikmasse, auf der der Schleifer aufliegt, ist poliert, so daß nur noch ein Drehmoment von etwa 0,45 cm g benötigt wird. Bei entsprechender Gestaltung der Plastikmasse lassen sich auch nichtlineare Kennlinien erzeugen. Die maximal erreichbare Linearität bei Potentiometern von 11,5 mm Durchmesser ist 0,04%. Bei Versuchen wurde nach 35 Millionen Schleiferumdrehungen (bei 360°-Potentiometern) keine Änderung des Widerstandes, des Rauschens und der Linearität festgestellt.

Bariumtitanat-Speicher

Das amerikanische Bureau of Standards untersucht zur Zeit eine bisher nicht aufgeklärte Eigenschaft von Bariumtitanat (BaTiO_3). Man hat festgestellt, daß Bariumtitanat beispielsweise bei Verwendung als Speicherelement in Elektronenrechnern seine Speichereigenschaft in unregelmäßiger Weise verliert. Es besteht ein Zusammenhang zwischen der Art der Elektroden und der „Vergeßlichkeit“ solcher Speicherelemente, was auf einen Oberflächeneffekt schließen läßt. Neu entdeckt wurde in diesem Zusammenhang die Elektrolumineszenz von Bariumtitanat, besonders bei konzentrisch angebrachten Elektroden. Bei Erreichen des Curie-Punktes macht die Lichtemission einen Sprung um den Faktor 1000.

Tantalkondensatoren in Subminiatur-Ausführung

Eine Typenreihe von Tantalkondensatoren mit Kapazitätswerten zwischen 11 μF (90 V) und 140 μF (6 V) hat P. R. Mallory herausgebracht. Die Kondensatoren mit den Abmessungen von nur 5 \times 6 mm sind bei Umgebungstemperaturen von $-55...+85^\circ\text{C}$ betriebsfähig und bei 2000 Hz bis zu 20 g beschleunigungsfest.

NEUE BÜCHER

Elektronik freier Raumladungen

Von F. Ollendorff. Wien 1957, Springer-Verlag. XII, 620 S. m. 240 B. Gr.-8°. Preis in Ganzl. geb. 98,— DM.

Während der erste Band der „Inneren Elektronik“ (s. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 10 (1956) Nr. 1, S. 28) jene Vorgänge behandelt, die durch die fiktive Annahme eines in eingepägten Feldern laufenden Einzelelektrons erfaßt werden können, beschäftigt sich der vorliegende zweite Band mit der Physik des realen Elektronenkollektivs und deren Anwendungen in der Röhrenelektronik von der einfachen Diode bis zum Magnetron. An die Stelle des von außen aufgezungenen elektrodynamischen Feldes treten dabei Raumladungsfelder, in denen mechanische und elektromagnetische Vorgänge unlösbar miteinander verknüpft sind. Die klassische Methode der Untersuchung von Raumladungsfeldern faßt die Elektronengesamtheit als kontinuierlich verteilte Materie auf, deren Strömung mittels der Begriffe der Feldtheorie und der Hydrodynamik beschrieben wird. Eine systematische Darstellung dieses heute in gewissem Sinne abgeschlossenen Gebietes bringt der vorliegende Band. Dabei werden auch bisher unveröffentlichte Untersuchungen gebracht, wie beispielsweise die Herleitung des Maxwell'schen Geschwindigkeitsgesetzes aus einer phänomenologisch fundierten Integralgleichung, die vereinfachte Behandlung der Elektronenbahnen in der Gitterzone sowie die Beschreibung elektronischer Wanderwellen mittels passend verallgemeinerter Hertzscher und Fitz-Gerald'scher Vektoren. Inhalt: Phänomenologische Grundlagen · Freie Raumladungsfelder · Einfach elektrisch gesteuerte Raumladungsfelder · Mehrfach elektrisch gesteuerte Raumladungsfelder · Raumladungsschwingungen · Magnetisch gesteuerte Raumladungsfelder · Elektromagnetisch gesteuerte Raumladungsfelder. Rdt.

Photosensitoren

Von W. Summer. London 1957, Chapman & Hall Ltd. 675 S. m. 378 B. u. zahlr. Taf. 14 \times 22 cm. Preis in Ganzl. geb. 105 s.

Mit „Photosensitoren“ bezeichnet der Verfasser alle Anordnungen, die auf Wirkungen des Lichtes ansprechen. Seine großen theoretischen und praktischen Erfahrungen haben ein Werk entstehen lassen, das eines der vollständigsten und umfangreichsten auf diesem heute so bedeutungsvollen Spezialgebiet ist. Als Beispiel für die Reichhaltigkeit des gebotenen Stoffes sei erwähnt, daß eine alphabetische Zusammenstellung nicht weniger als 375 Anwendungsbeispiele der Photoelektrizität enthält. Der erste Teil des Buches behandelt auf rund 300 Seiten die photoelektrischen Effekte, die verschiedenen Grundsicherungen, die vielfältigen optischen Anordnungen und Strahlungsquellen sowie optische Filter, während der zweite Teil ausschließlich den Anwendungen gewidmet ist. Aus der Fülle des hier Gebotenen seien nur einige Hauptgruppen genannt, von denen jede wiederum zahlreiche Anwendungsbeispiele enthält: Sicherungseinrichtungen, Kontrolle von Produktionsvorgängen, Anwendungen in der chemischen Industrie, Temperaturkontrolle, Überwachung in der Massenproduktion, Kolorimetrie, Zählapparaturen usw. Die beim Aufbau derartiger Anordnungen benötigten elektromechanischen und elektronischen Relais sind in einem besonderen Kapitel behandelt. Ebenso ist ein Kapitel praktischen Hinweisen für Aufbau und Wartung photoelektrischer Anlagen vorbehalten. Der Anhang mit über 2600 Literaturstellen und einschlägigen Patenten erhöht noch den Gebrauchswert des Werkes. Mit dieser Fülle von Material nimmt das Buch eine einzigartige Stellung ein. Für den auf dem weiten Gebiet der Photoelektrik arbeitenden Ingenieur ist es Lehrbuch und Handbuch zugleich. —th

Les Antennes

Von L. Thourel. Paris 1956, Dunod. XIV, 440 S. m. 252 B. 16 \times 25 cm. Preis in Ganzl. geb. 4800 fr.

Der Verfasser hat mit diesem Buch die sich selbst gestellte Aufgabe gelöst, mit möglichst geringem Aufwand an Mathematik und doch zugleich wissenschaftlich exakt das sehr komplexe Thema Antennen darzustellen. Zum Verständnis der Materie trägt der Vergleich der Theorie mit den Ergebnissen der Versuche wesentlich bei. Es ist ein besonderer Vorzug dieses Werkes, daß die Antennen für das Dezimeter- und das Zentimetergebiet ausführlich behandelt werden, vor allem auch im Hinblick auf die Anwendungen in der Radar- und der Richtfunktechnik. Rö.

Industrial Television

Von H. A. McGhee. London 1957, George Newnes Ltd. 120 S. m. 104 B. 13 \times 19 cm. Preis in Ganzl. geb. 15 s.

Wegen der zunehmenden Bedeutung des industriellen Fernsehens wird dieses Buch auch in Deutschland großes Interesse finden, zumal die Darstellung leicht lesbar ist und demjenigen, der nicht Fachmann ist, zugleich eine Einführung in die Grundlagen der Technik des Fernsehens gibt. Im ersten Teil werden die verschiedenen Arten von Bildwandlern technisch und unter dem Gesichtspunkt der Anwendung besprochen sowie der Aufbau und die Grundsicherungen der einzelnen Stufen einer Fernsehanlage. Einen Überblick über die zahlreichen Anwendungsmöglichkeiten gibt der zweite Teil. Neben schon allgemein bekannten Einsatzmöglichkeiten, wie beispielsweise beim Unterwasser-Fernsehen, im Operationssaal oder zur Überwachung von Feuerstellen oder des Inneren von Kernreaktoren, findet man aber auch Details über Anwendungen in der Mikroskopie, zum Zählen von Partikeln, in der Astronomie, in der Flugerprobung sowie über stereoskopisches Fernsehen. —th

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

560 561 562 563 564 565 566 567 568 569 570 571 572 573 574 575 576 577 578 579
580 581 582 583 584 585 586 587 588 589 590 591 592 593 594 595 596 597 598 599
600 601 602 603 604 605 606 607 608 609 610 611 612 613 614 615 616 617 618 619

(Gültig bis 31. 5. 1959)

Seite.....Firma.....

Erzeugnis.....

Seite.....Firma.....

Erzeugnis.....

Anzeigenteil

(Name, Vorname, Beruf)

(Firma)

(Wohnort, Straße, Hausnummer)

Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

AEG Selengleichrichter

Das neue Übersichtsblatt „Z-32/RGF 55938k“ nennt die mechanischen Abmessungen und elektrischen Grenzdaten aller Rundfunk- und Fernsehgleichrichter.

ELRU-Information 579

Brüel & Kjær Technical Review, Nr. 4/1958

„Mikrofonie in Vakuumröhren“ ist das Thema des technischen Beitrages dieser in englischer Sprache erscheinenden Hauszeitschrift. Darüber hinaus werden einige neue Erzeugnisse vorgestellt, z.B. die Meßbrücke Typ „1503“, die zum Messen der Toleranzen von Widerständen ($1 \Omega \dots 30 \text{ M}\Omega$), Kapazitäten ($500 \text{ pF} \dots 2000 \mu\text{F}$) und Induktivitäten ($2 \text{ mH} \dots 2000 \text{ H}$) geeignet ist (Toleranz-Meßbereiche: $\pm 1,5\%$, $-7\% \dots +8\%$, $-25\% \dots +35\%$, $-50\% \dots +100\%$).

ELRU-Information 580

Danbridge Technical Bulletin, Nr. 2/58

Die Kapazitätsbrücke „KB1“ wird mit technischen Daten vorgestellt, und ein weiterer Beitrag berichtet über die Prüfung von Fernsprechkabeln.

ELRU-Information 581

Elektro Spezial Industrie-Elektronik, Nr. 3/1958

Außer einem Bericht über die Anwendungsgebiete der Elektronen-Mikroskopie in der Pathologischen Anatomie bringt dieses Heft u.a. eine Beschreibung der neuen direktanzeigenden Philips-Dehnungsmeßbrücke „PT 1200“, einen Beitrag über die Messung des Quotienten geringer Ströme und Spannungen mit einem registrierenden elektronischen Kompensator sowie Beiträge über Phasenmessungen mit Oszillografen bei verschiedenen oberen Grenzfrequenzen von X- und Y-Verstärkern, über Spannungsmessungen an Dehnschrauben und über Dehnungsmessungen an technischen Porzellanen.

ELRU-Information 582

Elesta Spannungsstabilisierungsröhren und ihre Anwendung

Nach Darstellung der Funktionsweise von Spannungsstabilisierungsröhren geht der Sonderdruck „18.16.01D“ auf die Dimensionierung des Stabilisierungskreises und die Güte der Stabilisierung ein und bringt abschließend dimensionierte Schaltungsbeispiele für die Stabilisierungsröhren DS1 und DS2.

ELRU-Information 583

English Electric Valve Speicherröhren

Die Speicherröhre E702 mit elektrostatischer Ablenkung ist vorzugsweise für die Anwendung in Oszillografen bestimmt, wo eine Speicherung des Bildes gewünscht wird. Da das Bild praktisch bis zu zwei Minuten gespeichert wird, ist die Röhre gleichermaßen zur Anzeige von langsam sich ändernden Vorgängen wie für schnelle Vorgänge geeignet. Die Schreibgeschwindigkeit ist max. etwa $8 \text{ mm}/\mu\text{s}$. Das Schreibsystem arbeitet mit nur $2,2 \text{ kV}$, so daß die Ablenkleistung klein ist. Am Schirm liegen 10 kV . Dadurch ergibt sich ein so helles Bild, daß Betrachtung bei Tageslicht möglich ist.

Die Speicherröhre E703 ist ähnlich aufgebaut, hat aber zwei getrennte Schreibsysteme zum gleichzeitigen Aufzeichnen von zwei Vorgängen. Die Röhre E701 mit magnetischer Ablenkung ist insbesondere für Radar-Anlagen geeignet. Alle Röhren haben einen nutzbaren Schirmdurchmesser von mindestens $4''$.

ELRU-Information 584

Spannungsstabilisatoren

In einem Faltblatt sind die wichtigsten technischen Daten für Spannungsstabilisatoren und Referenzröhren zusammengestellt.

ELRU-Information 585

Exakta-Continental- Büromaschinen-Werke

„rechnen + buchen“, Nr. 8/1958

Der hier behandelte Buchungsaufomat „Multitronic 6000“ arbeitet mit elektronischer Multiplikation und ermöglicht dadurch ein besonders rationelles Arbeiten. Andere Beiträge unterrichten über den Einsatz der „Multitronic 6000“ in Banken und Sparkassen, in Industrie und in Handelsbetrieben sowie in der Strom-, Gas- und Wasserabrechnung.

ELRU-Information 586

General Radio General Radio Experimenter, Nr. 18/1958

Der in diesem Heft beschriebene Kapazitätsmeßplatz „1610-AH“ gestattet für Kondensatoren bis 1000 pF die Serienmessung der Kapazität und des Verlustfaktors bei 1 MHz . Weiterhin werden u.a. der besonders für die Speisung von Meßbrücken bestimmte 1 MHz -Oszillator „1214-M“ behandelt und eine selbstabgleichende Kapazitätsmeßbrücke, die automatisch Kapazität und Verlustfaktor für Kapazitäten von $100 \text{ pF} \dots 1,1 \mu\text{F}$ und Verlustfaktoren von $0 \dots 16\%$ anzeigt. Die deutsche Vertretung (Dr.-Ing. Nüsslein) legt wieder eine Übersetzung bei.

ELRU-Information 587



enthält in den Februarheften u. a. folgende Beiträge:

1. Februarheft 1959 (3)

Ungewöhnliche Funkverbindungen

Die dynamische Gitterkapazität und ihr Einfluß auf den UKW-Oszillator
Klangformer und Konzert-Hall-Register der Blaupunkt-Stereo-Truhe „New York“

Elektrische Analogrechner — Technische Grundlagen

Drehmelder und ihre Anwendungen (7)

Universal-Service-Gerät „SUBMINISERV“

Einbau-Magnetongerät für den Selbstbau

Der Multibandkreis in Sender-Endstufen, am Gitter oder als Antennenkoppler
Grundlagen und Praxis der Strahlungsmeßtechnik (3)

2. Februarheft 1959 (4)

Forschungsergebnisse des Geophysikalischen Jahres

Magnetische Bildaufzeichnung nach dem Ampex-Verfahren

Ergebnisse einer Stereo-Demonstration im Rundfunk

Elektrische Analogrechner — Technische Grundlagen

Drehmelder und ihre Anwendungen (8)

Schweizer Fernsehnetz im Tessin eröffnet

Umschaltfeld für KW-Antennen

Einbau-Magnetongerät für den Selbstbau

Strom- und Spannungsmessungen in Stromkreisen mit Röhren und Transistoren
Grundlagen und Praxis der Strahlungsmeßtechnik (3a)

*

FT-Kurznachrichten · Persönliches · Von Sendern und Frequenzen ·
FT-Zeitschriftendienst

Beilagen: Transistor-Schaltungstechnik · Der Oszillograf als Meßgerät

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

POSTKARTE

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Elchborndamm 141-167

Grundig Meßgeräte

Der neue Sammelkatalog gibt auf 12 Seiten einen Überblick über Oszillografen, NF-Generatoren für Rundfunk und Fernsehen, Röhrenvoltmeter, Klirrfaktor-Meßbrücken, Aussteuerungsanzeiger und weitere Meßgeräte nebst Zubehör.

ELRU-Information 588

Hewlett Packard hp-Journal, Nr. 3-4/58

Der Hauptbeitrag ist der Kurzzeitkonstanz des 10-MHz-Zählers „524D“ gewidmet, der mit einer neuen kristallgesteuerten Zeitbasis hoher Genauigkeit ausgestattet ist.

ELRU-Information 589

IBM IBM-Nachrichten, Nr. 137

Das vorliegende Heft enthält Referate, die anlässlich des IBM-Bankenseminars in Bad Liebenzell gehalten worden sind, sowie weitere Beiträge aus dem Bankfach. Ein anderer Beitrag ist der Rationalisierung der öffentlichen Verwaltung durch Lochkarten gewidmet.

ELRU-Information 590

Intermetall Neue Preisliste

Die Mitte Dezember 1958 herausgegebene Preisliste enthält die

zum Teil wesentlich herabgesetzten Preise für Dioden und Transistoren.

ELRU-Information 591

Dr. B. Lange Photoelektrische Meß- und Schaltgeräte

Anlässlich des 25jährigen Firmenjubiläums gab die Firma eine 24seitige Jubiläumsliste heraus, die im Bild und mit technischen Daten kolorimetrische Geräte, Flammenphotometer, Beleuchtungsmesser, Multiflex-Galvanometer, Koordinatenschreiber, photoelektrische Schaltgeräte und andere Geräte vorstellt.

ELRU-Information 592

Mansfeld Schneidanker-Relais „J56“

Dieses Schneidanker-Relais für Höchstbeanspruchung eignet sich vor allem für Aufgaben im Bereich der Elektronik und Automatisierung. Über technische Daten, Wicklungen und Kontaktbestückungen unterrichtet ein 14seitiger Sonderprospekt.

ELRU-Information 593

Muirhead Magslips, Applications and Methods of Use

In der Druckschrift „E-1000“ sind die Grundprinzipien der induktiven Phasendreher sowie Bauformen und Anwendungsmög-

lichkeiten der verschiedenen Typen ausführlich behandelt. Für die Dimensionierung bei neuen Anwendungen werden Richtlinien gegeben, ebenso sind die Anwendungen in Rechengeräten behandelt. Ausführungen über die Stromversorgung sowie über mechanische Einzelheiten schließen die Broschüre ab.

ELRU-Information 594

Rafena Kalorimetrischer Leistungsmesser „KLM 602“

Mit dem Gerät können HF-Leistungen von 50 mW...2 W im Frequenzbereich 300...3000 MHz gemessen werden. Die Meßgenauigkeit ist $\pm 8\%$ ± 30 mW. Die Messung erfolgt nach dem Prinzip der Wheatstoneschen Meßbrücke.

ELRU-Information 595

Sarkes Tarzian Silizium-Gleichrichter Serie H

Für Spitzenspannungen zwischen 100 und 600 V und Gleichströme von 0,75 A bei 55°C bzw. 0,5 A bei 100°C bzw. 0,25 A bei 150°C brachte die Firma sechs Typen von hermetisch verschlossenen Silizium-Gleichrichtern heraus, die für den Einbau in die Schaltung mit koaxialen Anschlüssen versehen sind.

ELRU-Information 596

Sperry A. C. Inductive Pick-Offs

Die nach dem Prinzip des veränderbaren magnetischen Flusses arbeitenden Wandler setzen eine lineare oder eine Drehbewegung in eine Wechselspannung um, die der mechanischen Bewegung des beweglichen Elements direkt proportional ist. Über Grundlagen, Aufbau und Anwendungen unterrichtet die Druckschrift „767A“.

ELRU-Information 597

Telefunken Ela-Tip, Nr. 10/1958

Der technische Hauptbeitrag behandelt die Schallwiedergabe bei hohem Störpegel, ein weiterer den von Telefunken entwickelten Stereoschreiber.

ELRU-Information 598

Wandel u. Goltermann Regelbarer Spannungsteiler „RT-1“

Dieser ohmsche Spannungsteiler mit logarithmischer Kennlinie ist überall dort geeignet, wo es notwendig ist, bei bekannter Eingangsspannung definierte kleine Spannungen herzustellen. Da der „RT-1“ im Frequenzbereich 0...3000 MHz verwendbar ist, eignet er sich vor allem zur Überprüfung der Empfindlichkeit von Empfängern und zur Messung der Dämpfung von Vierpolen.

ELRU-Information 599

PAULSEN

Elektronischer Häufigkeitszähler

Im ersten Teil werden die möglichen Fehler untersucht, die bei Ermittlung der Häufigkeitsverteilung einer Funktion mittels impulsförmiger Probenwerte auftreten können. Im zweiten Teil wird das Prinzip eines Häufigkeitszählers beschrieben, der sowohl eine sofortige Zählung ermöglicht als auch eine Speicherung mit späterer Auswertung, die nach verschiedenen Merkmalen vorgenommen werden kann.

SCHÖNBRUNN

Die Methode der Differenzmessung in der Magnetontechnik

Es wird gezeigt, daß sich die Differenz-Meßmethode auf drei verschiedenen Gebieten der Magnetton-Meßtechnik mit Vorteil anwenden läßt. Zunächst werden die bekannten Verfahren der Spaltwinkelseinstellung diskutiert. Anschließend kommt die Entwicklung eines neuen Universal-Testtonträgers und seine praktische Ausführung zur Darstellung. Im zweiten Teil folgt eine detaillierte Betrachtung der üblichen Methode zur Fixierung der Spurlage und die Berechnung eines neuen Pilotton-Testbandes. Im letzten Abschnitt wird ein einfaches Verfahren angegeben, das die Einstellung und Kontrolle jedes beliebigen Arbeitspunktes mit dem Mischband gestattet. Ein praktisches Beispiel bildet den Abschluß.

VOGET

Beschleunigungsstrom-Aufschaltung bei Haspelantrieben

Der Beschleunigungsstrom bei Haspelantrieben ist vom Bündeldurchmesser des aufgewickelten Gutes abhängig, ändert also stets seine Größe. Im Aufsatz werden zunächst die Gleichungen für Beschleunigungsmoment und -strom abgeleitet. Ein Drehmoment im Elektromotor entsteht durch Zusammenwirken von Ankerstrom und Motorfeld. Der Wert des magnetischen Feldes ist aber meist unbekannt. Es wird nun beschrieben, wie man in einfacher Weise aus bekannten Größen den Beschleunigungsstrom für jeden Bündeldurchmesser grafisch ermitteln kann. Ein Beispiel für einen Haspelantrieb eines Kaltwalzreversiergerüsts zeigt die praktische Durchführung der Rechnung.

HAUER

Die weitere Ankopplungsmöglichkeit der Lautsprecher an eine sogenannte transformatorlose Gegentak-Endstufe

Die besonderen Vorteile der eisenlosen Lautsprecher-Ankopplung an eine Gegentak-Endstufe werden der Fortfall der Transformatorverluste sowie das Vermeiden der sonst gegebenen Einengung des Frequenzbereiches und der durch das Eisen bedingten Verzerrungen genannt. Den bekannten Schaltungen wird eine weitere gegenübergestellt, bei der die Schirmgitter der beiden Endröhren über je einen Lautsprecher oder eine Lautsprechergruppe mit Gleichstromleistung versorgt werden.

W. A. MAYERHOFER

Das Digital-Voltmeter, ein neues Meßgerät

Röhrenvoltmeter, die das Meßergebnis in Form einer Ziffernanzeige liefern, sind seit einiger Zeit in verschiedenen Ausführungen auf dem Markt. Das beschriebene Gerät mißt Gleich- und Wechselspannungen bis 1500 V mit einer Genauigkeit von 0,5% und Widerstände bis 10 M Ω mit 1% Genauigkeit. Neben der leichteren Ablesbarkeit und der größeren Genauigkeit gegenüber anderen Voltmetern hat dieses Gerät auch noch den Vorteil, daß man das Meßergebnis mit einem zusätzlichen Drucker registrieren kann. Dadurch bieten sich günstige Anwendungsmöglichkeiten für die Serienprüfung in der Fertigung und Betriebskontrolle.

H. MAHNAU

Energiebestimmung thermischer Neutronen

An Hand von allgemeinen Betrachtungen über thermische Neutronen wird aufgezeigt, daß die Geschwindigkeit thermischer Neutronen relativ gering ist und somit leicht mit elektronischen Anordnungen gemessen werden kann, wenn man die Geschwindigkeitsmessung auf eine Zeitmessung für einen bekannten Weg zurückführt. Es wird ein 100-Kanal-Neutronenlaufzeit-Analysator beschrieben, der zur Aufnahme der Geschwindigkeitsverteilung thermischer Neutronen dient.

W. LÜCK

Der selbsttätige Kompensator als Gleichspannungsverstärker

Nachdem im ersten Teil dieser Arbeit der Kompensatorverstärker allgemein beschrieben wurde, werden im Anschluß an die statischen Beziehungen in dem vorliegenden zweiten Teil auch die dynamischen Beziehungen abgeleitet. Frequenzbetrachtungen lassen erkennen, daß der Einfluß der inneren Verstärkung auf die Übertragungscharakteristik sehr groß ist, und normierte Diagramme zeigen die Übertragungseigenschaften des Kompensatorverstärkers.

W. TAEGER

Anwendungen von Zenerdioden in Elektrotechnik und Elektronik

Zenerdioden erlangen in zunehmendem Maße Bedeutung für Begrenzerschaltungen und Stabilisierungsaufgaben. Bei Verwendung von Silizium als Ausgangsmaterial können sie im Temperaturbereich von etwa $-50 \dots +150^\circ\text{C}$ mit einem mittleren Temperaturkoeffizienten $2,5 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$ eingesetzt werden. Nach einer Beschreibung des Zenereffektes und einiger Anwendungen in der Elektrotechnik, beispielsweise für die Nullpunktunterdrückung bei Meßinstrumenten, werden Stabilisierungsschaltungen zur Herstellung konstanter, belastungsunabhängiger Spannungen beschrieben. Abschließend wird hierzu ein Zahlenbeispiel durchgerechnet.

E. PAULSEN: An Electronic Counter of Statistical Distribution

p. 75—77

The first part of the article examines the possible errors which may arise in counting the statistical distribution of a function by pulse-like parts of this function. In the second part the principle of a statistical distribution counter is described facilitating an immediate counting as well as storing with subsequent evaluation, which may be carried out according to various characteristics.

W. A. MAYERHOFER: The Digital Voltmeter, a New Measuring Instrument

p. 78—79

Valve voltmeters providing digital readings have been on the market for some time in various forms. The apparatus described measures d.c. and a.c. voltages up to 1500 V with an accuracy of 0.5%, and resistors up to 10 MΩ with an accuracy of 1%. In addition to easier reading and greater accuracy of the apparatus, the readings lend themselves to simple recording. The advantages for series production control are obvious.

K. SCHÖNBRUNN: The Method of Difference Measurement in Sound Recorder Technique

p. 80—84

The method of difference measurement, which can be applied advantageously in three different fields of sound recorder technique is demonstrated. Firstly, the known methods of gap winding adjustment are discussed and, finally, the development of a new universal test sound tape and its practical design are dealt with. In the second part of the article follow a critical consideration of the conventional method of fixing the track position and the calculation of a new pilot sound test tape. The last section describes a simple method which permits the adjustment and check of any operating point with the combined tape. A practical example is finally given.

H. MAHNAU: Power Determination of Thermic Neutrons

p. 84—87

By way of general considerations on thermic neutrons it is demonstrated that the speed of thermic neutrons is relatively small and can easily be measured with electronic equipments, if the velocity measurement is traced back to a timing measurement for a known distance. A 100 channel neutron transit-time analyser is described which can be used for registration of the velocity distribution of thermic neutrons.

A. VOGET: Acceleration Current Circuit of Bobbin Gears

p. 88—89

One of the most important tasks of bobbin gears is that of keeping the wire and band tension constant in spite of the increasing diameter. The mechanical measurement of the tension is mostly replaced by a simple electrical current measurement (torque, armature current). It is demonstrated, how in a simple way the magnitude of the acceleration current may be determined graphically. A corresponding circuit diagram is designed. The acceleration current circuit of a bobbin gear in a cold rolling reversing plant is taken as an example.

W. LÜCK: The Automatic Compensator as d.c. Amplifier

p. 90—92

After the general description of the compensator in the first part of the article, the present part deduces the dynamic features following the static ones. Considerations of frequency response show the great influence of the internal amplification on the transfer characteristic, and normalized diagrams demonstrate the transfer properties of the compensator amplifier.

W. AUER: A further Coupling of Loudspeakers to a So-called Transformerless Push-Pull Output Stage

p. 93

The special advantages in avoiding the use of iron in coupling a loudspeaker to a push-pull output stage are given as: no transformer losses; avoidance of the usual frequency range limitation; and distortion. In addition to some circuits already known a new circuit which is applicable in two loudspeakers or multi-loudspeaker systems is pointed out.

W. TAEGER: The Use of Zener Diodes in Electrical Engineering and Electronics

p. 94—96

Zener diodes are becoming more and more important for limiter circuits and stabilisers. With the use of silicon as basic material they can be applied in an approximately $-50...+150^{\circ}\text{C}$ temperature range with a middle temperature coefficient $2.5 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$. After a description of the zener effect and several applications in electrical engineering, for instance, for zero-point suppression in measuring instruments, stabilising circuits are given for the production of constant, load-independent voltages. Finally, a calculated example is given.

E. PAULSEN: Compteur électronique d'abondance

p. 75—77

La première partie est consacrée aux erreurs pouvant fausser la détermination de la distribution d'abondance d'une fonction, effectuée par prélèvement impulsif. Le compteur d'abondance décrit dans la seconde partie permet une indication immédiate aussi bien qu'un emmagasinement. L'interprétation ultérieure peut alors être basée sur des principes différents.

W. A. MAYERHOFER: Le voltmètre à affichage décimal, un nouvel appareil de mesure

p. 78—79

Depuis quelque temps on trouve, sur le marché, divers voltmètres électroniques à affichage de chiffres. L'appareil décrit ici mesure des tensions continues et alternatives jusqu'à 1500 V avec une précision de 0,5%. Aux avantages de facilité de lecture et de haute précision, cet appareil ajoute celui de la possibilité d'enregistrement sur imprimé. Son utilisation sera donc indiquée pour les essais en série dans les domaines fabrication et contrôle.

K. SCHÖNBRUNN: La méthode de mesure différentielle appliquée à l'enregistrement magnétique

p. 80—84

On montre que la mesure différentielle peut être appliquée avantageusement à trois domaines différents de l'enregistrement magnétique. L'auteur discute d'abord les procédés connus pour le réglage de l'angle de fente. Ensuite, il analyse la conception et la réalisation pratique d'une nouvelle bande universelle d'essai. La deuxième partie est consacrée à une étude critique de la méthode habituellement utilisée pour le réglage de la position de piste, ainsi qu'au calcul d'une nouvelle bande d'essai pilote. En dernière partie, on trouve un procédé simple permettant le réglage et le contrôle de n'importe quel point de fonctionnement à l'aide d'une bande de mélange. Un exemple pratique est donné à la fin.

H. MAHNAU: Détermination du niveau d'énergie de neutrons thermiques

p. 84—87

Des considérations générales sur les neutrons thermiques permettent de montrer que la vitesse en est relativement réduite, donc facilement mesurable par un dispositif électronique, en ramenant la mesure de vitesse à une mesure du temps correspondant à un déplacement connu. L'analyseur de temps de parcours décrit possède 100 canaux et permet l'enregistrement de la distribution de vitesses de neutrons thermiques.

A. VOGET: Réglage du courant d'accélération pour enrouleuses

p. 88—89

Il est très important que, dans un dispositif d'enroulement, la traction sur le fil ou le ruban reste constante malgré l'augmentation du diamètre de tambour. La mesure mécanique de la traction est habituellement remplacée par une mesure de courant électrique (couple, courant rotor), beaucoup plus simple. On montre que, lors de la conception d'une enrouleuse électrique, on peut très simplement déterminer, de manière graphique, le courant d'accélération adapté. Un schéma correspondant est établi. Comme exemple, on utilise le réglage de courant d'accélération d'une enrouleuse pour installation de laminage à froid.

W. LÜCK: Le compensateur automatique comme amplificateur de tensions continues

p. 90—92

Une description générale de l'amplificateur compensateur ayant été donnée dans la première partie de l'étude, la seconde est consacrée à l'établissement des relations pour les régimes statiques et dynamiques. Des considérations de fréquence permettent de reconnaître la grande influence du gain interne sur la caractéristique de transfert. Les propriétés de transfert de l'amplificateur compensateur sont indiquées par des diagrammes universels.

W. AUER: Une autre méthode de liaison entre haut-parleur et étage symétrique de sortie dit sans transformateur

p. 93

Les avantages particuliers des étages symétriques de sortie sans transformateur résident dans l'absence des pertes de transformation, des diminutions de la réponse aux fréquences extrêmes, ainsi que des distorsions dues au fer. Quelques schémas déjà connus sont complétés par un nouveau montage, indiqué dans le cas de deux haut-parleurs ou groupes de haut-parleurs.

W. TAEGER: Applications des diodes de Zener dans l'électrotechnique et l'électronique

p. 94—96

Les diodes à effet Zener sont de plus en plus utilisées dans les montages limiteurs et stabilisateurs. Le silicium étant leur matériau de base, elles peuvent être employées dans une gamme de températures de -50 à $+150^{\circ}\text{C}$ environ avec un coefficient de température moyen de $2,5 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$. La description de l'effet Zener est suivie de celle quelques applications à l'électrotechnique, telles que l'élargissement de gamme d'appareils de mesure. Des montages stabilisateurs, produisant des tensions constantes et indépendantes de la charge, sont analysés et commentés par le calcul d'un exemple chiffré.